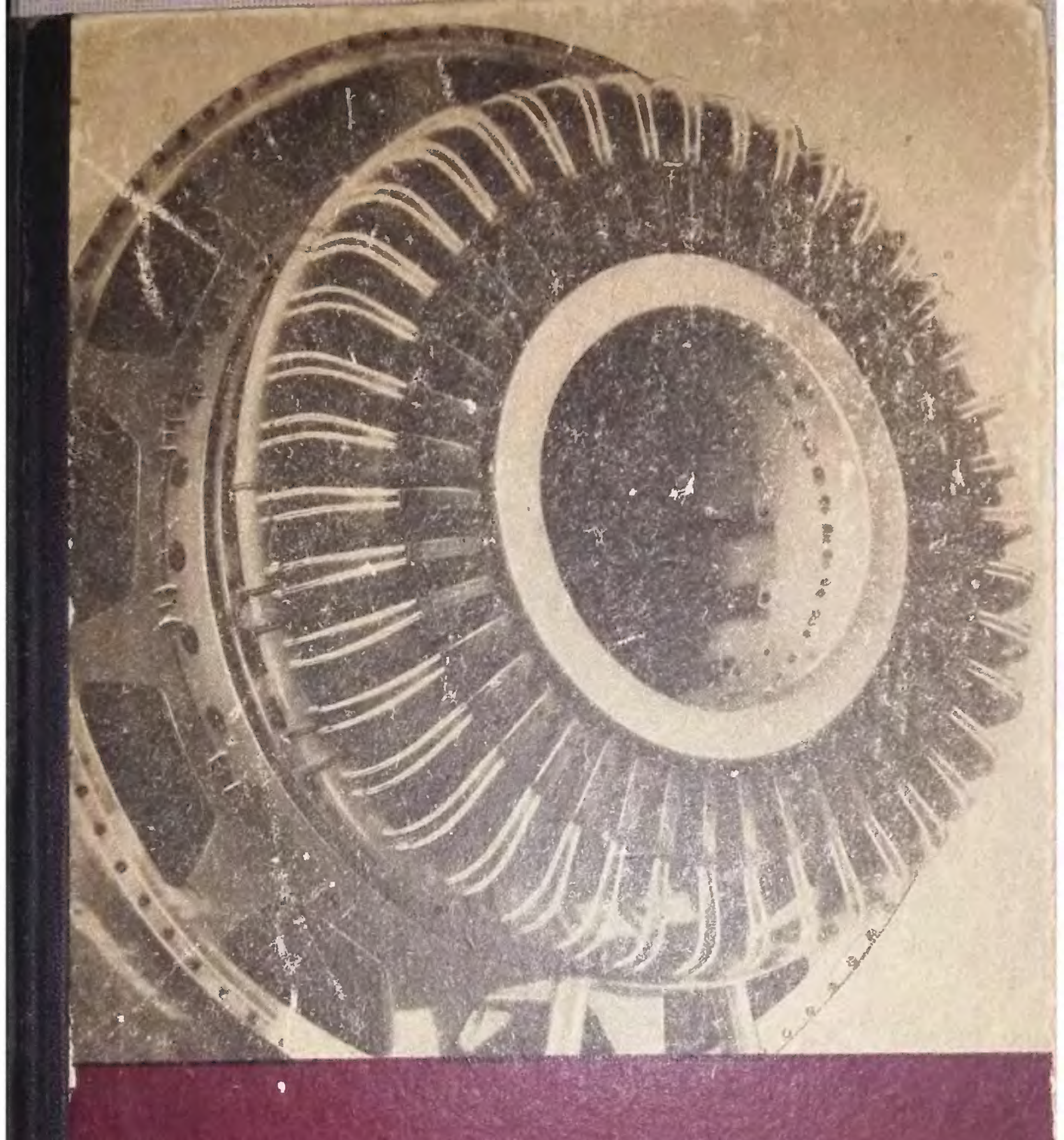


В. В. ДОМБРОВСКИЙ, Г. М. ХУТОРЕЦКИЙ

ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

6П2.12
Д 66
УДК 621.313.3.001.12

Домбровский В. В. и Хуторецкий Г. М.

Д 66 Основы проектирования электрических машин переменного тока. Л., «Энергия», 1974.

504 с. с ил.

В книге изложены основные вопросы проектирования электрических машин переменного тока.

Книга рассчитана на инженеров и научных работников, занимающихся вопросами проектирования электрических машин переменного тока, а также может быть полезной студентам старших курсов энергетических вузов при курсовом и дипломном проектировании.

Д $\frac{30307\text{-}147}{051(01)\text{-}74}$ 152-74 6П2.12

Рецензент *Л. П. Гнедин*

ПРЕДИСЛОВИЕ

В книге, предлагаемой вниманию читателей, изложены основные вопросы проектирования электрических машин переменного тока. Имеются в виду электрические машины переменного тока общепромышленного применения и энергетические машины: турбогенераторы, гидрогенераторы, синхронные и асинхронные двигатели.

Электрические машины переменного тока имеют общие принципы устройства и, следовательно, общие принципы проектирования. В то же время конкретным типам машин свойственны характерные особенности, обусловливающие определенный конкретный подход при разработке проекта.

В связи с этим содержание разбито на две части: в первой (главы 1—6) изложены методические вопросы и методы проектирования, общие для всех видов машин переменного тока. Сюда отнесены вопросы построения конструктивных рядов машин переменного тока при различных условиях, теория обмоток машин переменного тока, расчет магнитных цепей и прочее. Во второй части книги (главы 7—9) изложены конкретные методы и материалы по проектированию отдельных видов машин переменного тока: турбогенераторов, асинхронных машин, явнополюсных синхронных машин. Здесь основное внимание обращено на выбор главных размеров, электромагнитных нагрузок, на расчет электрической и магнитной цепи, параметров и характеристик. В десятой главе изложены вопросы оптимизации проекта и проектирования с помощью ЦВМ. Материалы обеих частей могут изучаться независимо.

Книга рассчитана на читателя, знакомого с общим курсом электрических машин в объеме программы энергетических и электротехнических вузов и приступающего к изучению курса «Проектирование, расчет и конструирование электрических машин». Книга может быть полезна также инженерам, аспирантам и научным работникам, интересующимся вопросами проектирования электрических машин переменного тока.

Стремление создать книгу приемлемого объема заставило авторов ограничиться в основном вопросами и логикой проектирования ценой отказа от систематического изложения методов электромагнитных, тепловых аэродинамических и прочностных расчетов. Поскольку проектирование состоит в принятии решения, правильность которого в конечном счете проверяется расчетом, разработкой конструкции и в общем итоге опытом эксплуатации машин, то изучение методов проектирования не может ограничиваться рамками одной книги. Содержание книги ограничено материалом, необходимым для изложения методов, на которых

может базироваться принятие решения или положений, иллюстрирующих подход к решению.

При проектировании могут возникнуть как общие, так и частные задачи. При решении этих задач могут ставиться различные цели, применяться те или иные методы, и в результате их решения могут быть неоднозначными. Авторы основывали свои методические концепции в вопросах проектирования и способы их изложения преимущественно на опыте Ленинградского электромашиностроительного объединения «Электросила» и использовали положения, разработанные в трудах по проектированию и теории электрических машин, и прежде всего в трудах А. Е. Алексеева, М. П. Костенко, Р. А. Лютера, В. А. Трапезникова, Г. Н. Петрова, А. Я. Бергера, Е. Я. Казовского и других авторов.

Главы 1, 2, 6, 8 и 9 написаны В. В. Домбровским, главы 3, 4, 5 и 7 — Г. М. Хуторецким, глава 10 — В. В. Домбровским и В. М. Зайчиком (§ 10-5 написан М. З. Желоковой).

Авторы считают приятным долгом поблагодарить доктора техн. наук П. М. Ипатова и рецензента книги доктора техн. наук проф. Л. П. Гнедина за ценные замечания, во многом способствовавшие улучшению рукописи. Авторы глубоко признательны руководству ЛЭО «Электросила» и товарищам по работе, помощь которых при создании этой книги трудно переоценить.

Все отзывы и замечания просьба направлять по адресу: 192041, Ленинград, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1-1. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ПРОЕКТИРУЕМОЙ МАШИНЕ

Приступая к проектированию новой электрической машины, конструктор должен прежде всего ясно представить и сформулировать требования, предъявляемые к этому проекту. Естественно, что эти требования будут в какой-то мере отличаться от предъявляющихся ранее к подобным машинам, но в то же время будут иметь много общего.

Электрическая машина — это устройство, преобразующее механическую энергию в электрическую (генератор) или электрическую в механическую (двигатель). Успешное длительное осуществление этого процесса — само собою размещающееся первое требование к электрической машине. В государственных стандартах (ГОСТ), нормалях и технических условиях зафиксированы общие для всех машин данного типа и для конкретной машины требования к качеству, гарантирующие успешную работу машины в различных режимах. Это значения предельных температур обмоток при длительной работе с номинальной мощностью, форма кривой напряжения, номинальный коэффициент мощности ($\cos \varphi$), синхронная реактивность, статическая перегружаемость и тому подобные параметры.

Кроме того, электрическая машина должна в течение определенного времени работать в условиях, отличающихся от номинальных по величине тока, напряжения или частоты, развивая мощность, равную номинальной или меньшую, в зависимости от степени отклонения режима от номинального.

В процессе эксплуатации возможны аварийные состояния электрической системы, параллельно с которой работает машина (короткие замыкания и неполнофазные режимы), внезапные изменения нагрузки и вызванные этими изменениями колебания тока, частоты и напряжения, нарушения симметрии токов, изменения формы кривых напряжений и токов; словом, в процессе эксплуатации возможны переходные и анормальные режимы, которые машина должна выдерживать с достаточной надежностью. Это требование является одним из основных при проектировании новой машины.

В стандартах и нормалях, как правило, установлены определенные границы для заданных величин, причем большинство величин ограничены сверху (например, температура) или снизу (например, кратность допустимой кратковременной перегрузки по току). Естественно, что сами эти границы устанавливаются возможностью изготовления машин. Однако новые конструкции часто позволяют изготовить машину так, чтобы значения основных характеристик ее режимов не достигали предписанных границ.

С точки зрения повышения надежности это может оказаться выгодным, но большие запасы, бесспорно, невыгодны с точки зрения экономики.

Экономические требования в самом широком смысле сводятся к тому, чтобы процесс преобразования энергии с помощью новой машины давал

бо́льшую экономию общественного труда, чем с помощью старой. Эта экономия в силу объективных законов должна проявляться и в сфере производства электрических машин и в сфере их применения. Если новый, более дешевый генератор не позволяет удешевить электростанцию (с учетом его собственной стоимости) или повысить к. п. д. либо обладает настолько пониженными значениями эксплуатационных параметров, уменьшающих надежность работы системы, что снижение стоимости генератора вызывает значительное увеличение эксплуатационных затрат, то его применение экономически невыгодно.

Аналогично может оказаться невыгодным снижение эксплуатационных затрат ценой существенного удорожания генератора.

Поэтому новые электрические машины общепромышленного назначения, как правило, проектируются таким образом, чтобы их применение принесло существенный экономический эффект.

Определенные требования к конструкции вновь проектируемой машины предъявляются существующим уровнем производства. Применение новых станков и оснастки, разработка и внедрение новых материалов и тому подобные мероприятия требуют значительных капитальных затрат и большого времени. Передовые технические идеи иногда довольно долго не находят применения, если их осуществление связано с коренной перестройкой производства, не окупаемой немедленно экономией общественного труда.

Конструктор должен учитывать существующий уровень производства и реальную возможность его усовершенствования, с тем чтобы нужные технологические мероприятия можно было осуществить в течение срока освоения новой машины.

Особенно разнообразны, наконец, эксплуатационные требования. Мощные генераторы должны быть удобны для обслуживания, их конструкция должна допускать максимальную автоматизацию управления, быть удобной с точки зрения монтажа и ремонта.

Электрические машины, предназначенные для привода различных механизмов и средств транспорта, должны работать в определенных средах, их конструкция зависит от расположения машины, часто масса машины или ее размеры ограничиваются габаритами механизма. Многообразие эксплуатационных требований настолько велико, что нет смысла характеризовать его здесь: ниже мы приведем достаточно примеров, позволяющих уяснить способы выполнения этих требований.

Совершенно очевидно, что удовлетворить все требования в равной степени невозможно, более того, некоторые из них нельзя охарактеризовать с помощью точных оценок или математических зависимостей.

Поэтому при разработке проекта одной и той же машины на различных предприятиях или разными конструкторами могут быть выдвинуты различные конструктивные решения. Задача научного обоснования и оценки проекта состоит в том, чтобы при приемлемом удовлетворении основных требований, предъявляемых к машине, проект был оптимальным по наиболее важному для данного случая критерию.

1-2. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ КОНСТРУКЦИИ

Преобразование механической энергии в электрическую осуществляется в генераторах путем использования явления электромагнитной индукции — возникновения э. д. с. в проводнике, движущемся относительно магнитного поля или находящемся в переменном магнитном поле. Преобразование электрической энергии в механическую осуществляется в двигателях путем использования взаимодействия тока и магнитного поля, в частности явления электромагнитного вращения проводника, помещенного в магнитное поле.

Следовательно, для преобразования энергии в электрических машинах нужны проводники (обмотки), которые могут перемещаться относительно магнитного поля, создаваемого постоянными магнитами или электромагни-

тами. Имеются конструкции, в которых изменение магнитного поля осуществляется не путем его перемещения относительно обмоток, а путем изменения магнитного сопротивления вращающихся сердечников.

Магнитные цепи электрических машин в большинстве случаев изготовлены из стали, магнитное сопротивление которой значительно ниже, чем у других материалов.

Обмотки и сердечники электрических машин, в которых происходит преобразование энергии, принято называть активными частями в отличие от конструктивных частей, назначение которых — поддерживать или обеспечивать движение активных частей.

Часть машины, соединенную с сетью, источником питания или нагрузкой, условно называют якорем, а систему электромагнитов (или постоянных магнитов), создающую магнитное поле — индуктором. В обмотке якоря протекает ток нагрузки, в обмотке индуктора — ток возбуждения. Во всех электрических машинах в обмотке якоря протекает переменный ток (в машинах постоянного тока он выпрямляется с помощью коллектора).

В обмотке возбуждения может протекать постоянный ток (в синхронных машинах и машинах постоянного тока) или переменный ток (в асинхронных, коллекторных машинах переменного тока, машинах двойного питания и т. п.).

Строго говоря, приведенное выше определение несколько условно, так как, например, в обмотке якоря асинхронной машины протекает, кроме тока нагрузки, и намагничивающий ток, т. е. ток возбуждения, потребляемый из сети. В обмотке же ротора асинхронной машины, не соединенной с сетью, протекает ток с частотой скольжения, пропорциональный нагрузке. Поэтому можно встретить термин «обмотка якоря» применительно к обмотке ротора асинхронного двигателя.

В машине двойного питания любая из двух обмоток может быть одновременно обмоткой якоря и обмоткой возбуждения в зависимости от режима работы машины.

Обмотки изготовляются из проводников (обычно медных), изолированных друг от друга и от сердечника машины. Проводники соединяются друг с другом согласно схеме обмотки. Короткозамкнутые обмотки могут не изолироваться от сердечника.

Сердечники могут пронизываться постоянным или переменным магнитным потоком, причем сердечники якорей всегда пронизываются переменным магнитным потоком и выполняются шихтованными из листовой электротехнической стали. Сердечники электромагнитов возбуждения постоянного тока могут изготовляться из массивной стали. Массивными могут быть и роторы асинхронных двигателей, так как частота поля в них относительно невелика.

С точки зрения электромагнитных процессов безразлично, что будет вращаться, индуктор или якорь. Обычно в крупных синхронных машинах вращается индуктор, так как подвод тока к нему при вращении проще из-за низкого напряжения, чем подвод тока к якорю, обычно выполняемому на высокое напряжение.

По этой же причине в роторах асинхронных машин располагаются короткозамкнутые обмотки, а не якорные, соединяемые с сетью.

Статор электрической машины обычного назначения, как и сердечник, имеет цилиндрическую форму.

Конструктивные элементы статора машины обеспечивают жесткость и крепление к фундаменту его сердечника, а в необходимых случаях — герметичность машины. Торцевые части статора — щиты или крестовины могут обеспечивать не только жесткость и герметичность корпуса, но и крепление подшипников, в которых вращается вал ротора.

В машинах относительно малых размеров конструктивные части статора — корпус или станина и щиты могут быть литыми, в машинах больших размеров такая конструкция технологически невыгодна: статоры больших машин изготовляются из стального проката путем сварки.

Механические нагрузки, действующие на сердечник, корпус и торцевые элементы статора, вызываются их собственным весом, силами инерции, возникающими при ускорениях (если машина закреплена на подвижной части приводимого в движение механизма или средства транспорта), весом и силами инерции ротора, если он не опирается непосредственно на фундамент, силами, возникающими вследствие электромеханических процессов, небалансов, тепловых деформаций и иных причин. Воспринимая эти нагрузки, статор должен сохранить не только прочность, но и форму, вследствие чего размеры его конструктивных элементов определяются в основном требованиями жесткости. Обычно цилиндрическая часть статора крупной машины переменного тока состоит из обшивки, усиленной продольными ребрами и радиальными поясами жесткости. К этим ребрам крепится сердечник статора. Крайние торцевые пояса жесткости (фланцы) служат одновременно для присоединения торцевых элементов — щитов или крестовин. Статор снабжается конструктивными элементами для крепления его к фундаменту — лапами или опорными плитами и для переноса — рымами или проушинами.

Нагрузки от собственного веса в машинах с горизонтальным расположением вала деформируют статор в радиальном направлении. Эти усилия быстро увеличиваются с ростом диаметра, и в горизонтальных машинах с очень большим диаметром масса конструктивных элементов статора настолько возрастает, что становится более выгодным вертикальное расположение вала, при котором нагрузки от собственного веса деформируют статор в осевом направлении. Это обстоятельство является одной из причин вертикального исполнения мощных тихоходных машин: гидрогенераторов, двигателей пропеллерных насосов и т. п.

Ротор электрической машины обычного исполнения также имеет цилиндрическую форму. Его конструктивные элементы — вал и втулка (или втулка с остовом и ободом) обеспечивают вращение и крепление активных частей ротора — сердечника и обмотки (или полюсов). Сердечник ротора может быть одновременно и конструктивной частью — ободом, валом, а также играть роль маховика. Размеры ротора часто определяются именно назначением его элементов.

Ротор подвергается действию нагрузок главным образом от центробежных сил, небалансов и собственного веса. В быстроходных машинах — турбогенераторах и турбодвигателях ротор представляет собой одну массивную деталь, откованную из стали с высокими магнитными свойствами и большой прочностью. В тихоходных машинах ротор, как правило, состоит из нескольких узлов: вала, втулки, остова и обода, причем участком магнитной цепи является только обод, а прочие элементы имеют конструктивные функции.

В машинах с горизонтальной линией вала нагрузка вала и подшипников от веса ротора также резко возрастает с увеличением диаметра, что является одной из причин преимущественно вертикального исполнения весьма мощных тихоходных машин. Кроме того, размеры ротора должны быть такими, чтобы его любая критическая скорость не совпадала с рабочей скоростью вращения.

Ротор электрической машины вращается в подшипниках, закрепляемых на фундаменте или на торцевых элементах статора. В зависимости от расположения вала машины подшипники могут иметь различное назначение. Так, в машинах с горизонтальным расположением вала подшипники являются одновременно и опорными и направляющими: они должны выдерживать нагрузку от веса ротора и связанных с ним узлов, а также обеспечивать неизменность положения оси ротора при воздействии на него переменных нагрузок от механических или магнитных небалансов. Для восприятия осевых нагрузок, если они имеют место, устанавливаются упорные подшипники. В машинах с вертикальным расположением вала при большой осевой нагрузке от веса самого ротора и от соединенного с машиной механизма функции подшипников разделяются: осевую нагрузку, включая и вес ротора, воспринимает отдельный упорный подшипник, так называемый подпятник,

а направляющие подшипники только обеспечивают неизменность положения оси вращения ротора.

При работе машины в ее обмотках и сердечниках выделяются потери (в виде тепла), которые должны быть отведены с помощью соответствующей системы охлаждения.

В машинах с относительно высоким тепловыделением, как правило, применяется система охлаждения воздухом, который с помощью вентиляторов, расположенных на роторе, продувается через машину. В ряде конструкций вентилятором является сам ротор, в некоторых случаях вентиляторы располагаются вне машины и имеют отдельный привод. Для увеличения поверхности теплоотдачи в сердечниках устраивают осевые или радиальные вентиляционные каналы. При радиальных каналах сердечник делится на пакеты, между которыми установлены распорки.

В машинах малой и средней мощности для охлаждения применяется окружающий воздух, в таких случаях имеет место разомкнутая система вентиляции. В крупных машинах, как правило, применяется замкнутая система вентиляции: один и тот же объем воздуха продувается через машину, охлаждаясь на своем пути с помощью охладителей, в которых протекает более холодная вода. При замкнутой системе вентиляции возможно применение не только воздуха, но и водорода или гелия, обладающих большей теплоемкостью и меньшей плотностью. Все крупные турбогенераторы охлаждаются водородом.

В машинах с весьма высоким тепловыделением применяются непосредственные системы охлаждения, при которых газ охлаждает непосредственно проводники. В проводниках для этой цели делают каналы. За последнее десятилетие широкое применение получило непосредственное охлаждение обмоток водой, протекающей по каналам в проводниках. Вода имеет значительно более высокую теплоемкость, чем газы, и ее применение выгодно там, где отвод тепла требует значительных расходов газа.

Кроме системы охлаждения важным элементом конструкции синхронной машины (или машины двойного питания) является система возбуждения, состоящая из источника мощности — возбудителя, устройства теплоотвода и устройства регулирования возбуждения.

В качестве возбудителя синхронной машины может служить генератор постоянного тока или генератор переменного тока с выпрямителем, или трансформатор, также питающий выпрямители, или, наконец, отдельный агрегат.

Если источник питания получает энергию с вала двигателя (турбины агрегата или независимой турбины), а не от обмотки якоря или сети, то система возбуждения называется независимой, так как она может работать независимо от генератора или сети. В противном случае имеет место система самовозбуждения, для работы которой требуется источник напряжения (сам генератор или сеть). Система возбуждения без вращающихся машин называется статической.

Различают еще системы возбуждения по наличию или отсутствию щеточного контакта: в большинстве случаев обмотка возбуждения, расположенная на роторе, питается через контактные кольца и щетки (систему токоподвода). За последние годы появились бесщеточные системы , в которых якорь возбудителя переменного тока и выпрямители расположены на роторе машины и связаны непосредственно с обмоткой возбуждения.

Система возбуждения включает в себя регулятор, который обеспечивает постоянство напряжения машины путем изменения тока возбуждения при изменении нагрузки или осуществляет регулирование напряжения по заданному закону.

Каждая электрическая машина снабжается в определенном объеме (в зависимости от мощности) также устройствами автоматики, защиты и контроля, с помощью которых обеспечивается измерение и регистрация напряжений и токов, температур активных и конструктивных элементов, охла-

ждающего газа и воды, вибраций и других характеристик, а также автоматическое регулирование токов и напряжений в аварийных режимах (защита), пуск и остановка машины. Эти устройства составляют предмет специальных курсов и в настоящей книге не рассматриваются.

1-3. ФОРМУЛИРОВКА ЗАДАЧИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

На первых этапах развития электромашиностроения — во второй половине прошлого столетия — электрические машины сооружались в небольшом количестве и часто без достаточной теоретической проработки: так, экспериментальным путем были найдены основные конструктивные формы. Но уже в 90-х годах, после возникновения системы электропередачи трехфазного тока электромашиностроение становится массовой областью техники, разрабатываются методы расчета, теория обмоток, а в начале нашего столетия появляются первые руководства по расчету и конструированию электрических машин. Уже в начале века основные электротехнические фирмы разрабатывали серии электрических машин общепромышленного применения и выпускали каталоги-справочники, с помощью которых инженеры могли быстро подобрать нужную заказчику машину, имевшую стандартизованные основные элементы. Естественно, что большой объем выпуска и еще больший объем проектных работ позволили сделать ряд обобщений и выводов, касающихся рационального проектирования электрических машин, правильного выбора размеров, нагрузок и т. п.

В руководствах, составленных инженерами электротехнических фирм, стали применяться для этой цели таблицы и кривые, впоследствии опубликованные. Наиболее четко экономические основы проектирования были рассмотрены в работах М. Видмара [1-1], особенно применительно к трансформаторам. Им был сделан ряд теоретически интересных выводов (некоторые из них были интуитивно получены конструкторами при разработке серий) о влиянии размеров и нагрузок на технико-экономические показатели.

В дальнейшем работы такого характера регулярно предпринимались инженерами-проектировщиками, экономистами и исследователями, когда усовершенствования конструкции и технологии изменяли соотношения между технико-экономическими факторами или снимали какие-либо ограничения (прогресс в области систем охлаждения, изготовления обмоток, применения сварных конструкций, улучшения качества сталей и т. п.).

На современном этапе проектирование электрических машин, которые становятся все более мощными, требует все более строгого научного подхода, поэтому для последних лет характерно значительное число работ, касающихся применения ЭЦВМ для проектирования электрических машин.

На практике проектирование электрической машины (как и любой другой) проходит несколько стадий.

На первой проектировщик вчерне определяет размеры, параметры и характеристики будущей машины для нескольких вариантов, отличающихся нагрузками и размерами, а следовательно, параметрами, характеристиками и технико-экономическими показателями (масса, стоимость, к. п. д.), но удовлетворяющих всем требованиям стандартов и нормалей на аналогичные машины (все варианты, неудовлетворяющие ГОСТ, нормалям или заданию, отбрасываются). На первой стадии производится приближенная проработка конструкции.

На второй стадии обычно выбирается наилучший вариант. Этот выбор иногда требует более глубоких расчетов и конструктивных проработок, а в ряде случаев — проведения экспериментов, изготовления макетов или моделей узлов.

На всех дальнейших стадиях производится подробная разработка конструкции и технологии производства, вносятся поправки, но выбранный вариант, как правило, радикально не меняется (исключая случаи изменения задания или грубой ошибки в расчетах).

В практике заводов СССР первым этапом работы над новой машиной является так называемый эскизный проект, в результате завершения которого заказчик машины получает размеры, необходимые для проектирования механизма, для которого предназначена данная машина, или здания (например, машинного вала электростанции), и тому подобные данные для определения характеристик оборудования или системы, где будет работать проектируемая машина, включая и технико-экономические показатели.

Естественно, что существенное изменение этих данных на дальнейших этапах может привести к переделке проектов и уже начатых сооружений, т. е. к большим убыткам. Поэтому окончательный выбор варианта должен, как правило, делаться уже в эскизном проекте, который, следовательно, включает в себя первые две указанные выше стадии проектирования.

Вторым этапом обычно является технический проект, после выполнения которого согласовываются технические условия на поставку машины. Иногда окончательный выбор варианта — вторая стадия — производится в техническом проекте, особенно если для проверки конструктивных решений требуется экспериментальная работа. В техническом проекте окончательно уточняется конструкция узлов, параметры и характеристики.

Подробная разработка конструкции всех узлов деталей с учетом технологии их изготовления производится при выпуске рабочих чертежей (последний этап проекта).

При разработке весьма мощных, ответственных и дорогостоящих машин окончательный выбор конструкции может быть сделан только после проведения научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, стоимость которых достаточно высока. Тем более важно на первых стадиях проектирования сузить круг поисков, ограничив его минимумом вариантов и, следовательно, минимумом моделей или прототипов. Это возможно при глубоко обоснованном выборе размеров и нагрузок на базе уже имеющихся данных и методов расчета. Из изложенного ясно, что первая стадия проектирования — наиболее важная.

Проектирование электрической машины облегчается тем обстоятельством, что многие данные могут быть достаточно точно определены с помощью электромагнитных расчетов еще до разработки конструкции. Электромагнитные, тепловые и механические расчеты производятся на всех стадиях проектирования.

В настоящей книге речь пойдет в основном о первых двух стадиях проектирования: определении возможных вариантов, выборе наилучшего варианта и укрупненной разработке конструкции машины (включая важнейшие узлы) — стадиях, совпадающих с разработкой эскизного и технического проектов. Кроме того, будут изложены некоторые методы расчетов и конструирования, не охватывающие, естественно, всего многообразия задач, по которым существует богатая литература.

Если сформулировать строго задачу проектирования, то в математическом смысле ее следует отнести к исследованию операций. Это задача вариационная в самом широком смысле слова. Действительно, при проектировании мы стремимся получить конструкцию машины, оптимально удовлетворяющую технико-экономическим или специальным требованиям. Эти требования удается свести к какому-либо критерию k — функционалу как заданных параметров α_i, так и параметров, выбираемых при проектировании, x_i (размеров, нагрузок и т. п.):

$$k = \Phi(\alpha_1, \ldots, \alpha_n; x_1, \ldots, x_n).$$

Этот функционал может иметь в качестве аргументов технологические факторы, показатели надежности и т. п. Проектируя машину, мы стремимся получить максимум или минимум k при ограничениях, накладываемых на переменные условиями транспортировки, наличием существующей оснастки, целочисленностью некоторых переменных, и другими факторами, причем некоторые из них даже не могут быть точно представлены в явном виде.

Математическое решение таких задач представляет большие трудности, поэтому их никогда не решают в полном объеме, а пользуются несколько упрощенной математической моделью, в которой учитываются не все переменные и не все ограничения.

Как уже отмечалось, в большинстве случаев проектируемая машина является звеном существующей или предполагаемой серии, между тем как в настоящей книге вопросы проектирования серий не рассматриваются, а речь идет о проекте одиночной машины, правда, с учетом построения конструктивных рядов. Объясняется это следующим.

При унификации и стандартизации необходимо уменьшить разнообразие конструкций и размеров, чтобы облегчить производство и замену деталей при ремонтах. Это достигается двумя способами:

путем введения ограниченного типажа деталей, из которых потом собираются аппараты, как делается в химическом машиностроении; при этом шкала конечных размеров готовых изделий определяется размерами деталей, установленными заранее независимо;

путем установления размерных рядов конечных изделий и выбора размеров узлов и деталей для них исходя из размеров конечных изделий — от общего к частному.

Увеличение количества типоразмеров удорожает производство за счет инструмента, оснастки, расширения сортамента материалов, а также эксплуатации—за счет увеличения парка запасных частей. В то же время снижение количества типоразмеров увеличивает капитальные и эксплуатационные затраты, связанные с избыточной установленной мощностью, тем больше, чем меньше типоразмеров в серии. Ясно, что чем больше массовость выпуска каких-либо машин, тем большее число типоразмеров экономически оправдано, а при малом объеме и мощности выпуска ограничение типоразмеров должно быть более жестким.

Выигрыш в производстве от сокращения числа типоразмеров можно определить по увеличению серийности, а проигрыш — по среднему отклонению машин серии от идеального конструктивного ряда, каждая машина которого имеет минимум целевой функции, например приведенной стоимости. Но последнее возможно только когда известен этот самый идеальный ряд, т. е. цепочка единичных машин оптимальных размеров. Поэтому основой проектирования серий электрических машин является метод оптимального проектирования единичной машины и не случайно значительную часть содержания книги В. А. Трапезникова [1-3], не утратившей значения до настоящего времени, составляют вопросы оптимального проектирования единичной машины.

В настоящей книге изложены основы проектирования единичной машины, без которого мы не можем проводить проектирования серий и оценивать его результаты; кроме того, здесь изложены некоторые вопросы, рассматриваемые и при проектировании серий, например общие закономерности конструирования, построение конструктивных рядов и т. п.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ

2-1. СВЯЗИ МЕЖДУ ПАРАМЕТРАМИ, НАГРУЗКАМИ И РАЗМЕРАМИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Уравнения электромагнитного использования активного объема. Как известно из общего курса электрических машин [2-1], полная кажущаяся мощность якоря машины переменного тока

$$P = mU_ф I_ф, \tag{2-1}$$

где m — число фаз, $U_ф$ — действующее значение фазного напряжения, $I_ф$ — действующее значение фазного тока (ток и напряжение полагаются синусоидальными).

При частоте f основная гармоническая фазного напряжения связана с основной гармонической магнитного потока Φ_1:

$$U_ф = 4{,}44 w k_{об} f \Phi_1. \tag{2-2}$$

Здесь w — число витков на фазу обмотки; при числе пазов z, числе активных сторон в пазу $S_п$ и числе параллельных ветвей a

$$w = zS_п/(2ma); \tag{2-3}$$

$k_{об}$ — обмоточный коэффициент.

Основная гармоническая потока есть в свою очередь интеграл от основной гармонической индукции, амплитуда которой составляет при холостом ходе B_1:

$$\Phi_1 = l_1 \int_0^{\frac{\pi}{2}} B_1 \sin \frac{x\pi}{\tau}\, dx = \frac{2}{\pi} B_1 \tau l_1 = B_1 \frac{D}{p} l_1. \tag{2-4}$$

Здесь D — диаметр якоря, на котором определяется индукция (обычно диаметр сердечника); τ — полюсное деление: $\tau = \pi D/(2p)$; p — число пар полюсов, связанное с частотой f и скоростью вращения n (*об/мин*): $f = pn/60$; l_1 — расчетная длина сердечника якоря.

С другой стороны, ток $I_ф$ может быть выражен через линейную нагрузку A, определенную на том же диаметре, что и индукция B_1, и шаг по пазам t:

$$I_ф = \frac{a}{S_п} At; \quad t = \frac{\pi D}{\text{[illegible]}}. \tag{2-5}$$

Если подставить $U_ф$ из (2-2)—(2-4) и $I_ф$ из (2-5) в (2-1), то получим

$$P = 0{,}116 k_{об} B_1 A D^2 l_1 n = 1{,}41 k_{об} p B_1 A v_{окр} \tau l_1 = 2{,}82 k_{об} p f B_1 A \tau^2 l_1. \tag{2-6}$$

Если, как это до сих пор часто делается на практике, A измерять не в *а/м*, а в *а/см*, и размеры не в *м*, а в *см*, то численный коэффициент перед выражением в правой части следует умножить на 10^{-8}.

Отношение

$$C_1 = \frac{P}{D^2 l_1 n} = 0{,}116 k_{об} B_1 A \tag{2-7}$$

обычно называют *коэффициентом использования активного объема*, а обратную ему величину $C' = 1/C$ — *машинной постоянной*.

Для ряда машин, все размеры которых изменяются пропорционально, а электромагнитные нагрузки A и B_1 постоянны, значения C и C' не зависят от мощности и скорости вращения. Электромагнитный момент, развиваемый любой такой машиной, пропорционален кубу линейных размеров:

$$M = 975\, P/n = 975\, CD^2 l_1. \tag{2-8}$$

Для многополюсных машин удобно ввести мощность на пару полюсов

$$P/p = 1{,}41 k_{об} B_1 A v_{окр} \tau l_1 = 2{,}82 k_{об} f B_1 A \tau^2 l_1. \tag{2-9}$$

Удобно также для дальнейшего выразить A через плотность тока в обмотке j и эквивалентную толщину проводникового слоя d:

$$d = A/j = q_a S_п/t = h_п b_п k_з/t, \tag{2-10}$$

где q_a — сечение одного проводника, $h_п$ и $b_п$ — размеры паза, $k_з$ — коэффициент заполнения.

Следовательно,

$$A = jd. \tag{2-11}$$

Уравнения относительных потерь. В решении ряда задач проектирования удобно пользоваться относительными величинами, причем в качестве базисной принимать номинальную полную мощность P или номинальный момент M, или активный объем $D^2 l_1$ и т. п. Будем относить потери к номинальной полной мощности P или номинальной активной мощности $P_a = P \cos \varphi$.

а. Основные потери в обмотке якоря составляют, как известно, при удельном сопротивлении ρ и длине витка l_a

$$Q_{об} = \rho j^2 d\pi D l_a/2, \tag{2-12}$$

а относительные потери, если учесть, что $l_a = 2(l_1 + l_л)$,

$$\frac{Q_{об}}{P} = \frac{\rho j^2 d\pi D l_a/2}{0{,}116 k_{об} B_1 A D^2 l_1 n} = \frac{1{,}42 j\rho}{k_{об} B_1 v_{окр}}\left(1 + \frac{l_л}{l_1}\right) = \frac{0{,}71 j\rho}{k_{об} B_1 f\tau}\left(1 + \frac{l_л}{l_1}\right) = \frac{0{,}71 A\rho}{k_{об} B_1 d f\tau}\left(1 + \frac{l_л}{l_1}\right), \tag{2-13}$$

где $l_л$ — длина лобовой части обмотки, $l_л \approx a + b\tau$.

Кроме основных потерь, в обмотках переменного тока имеют место добавочные потери, обычно подсчитываемые с помощью коэффициента добавочных потерь $k_Ф$, который будет различным для пазовой $k_{Ф.п}$ и лобовой $k_{Ф.л}$ частей обмотки [2-2]. С учетом этого обстоятельства можно записать:

$$\frac{Q_{об}}{P} = \frac{0{,}71 j\rho}{k_{об} B_1 f\tau}(1 + k_{Ф.п})\left[1 + \frac{l_л(1 + k_{Ф.л})}{l_1(1 + k_{Ф.п})}\right]. \tag{2-14}$$

В относительно слабо нагруженных машинах с достаточной точностью можно положить $k_{Ф.л} = 0$.

Для прямоугольных пазов значение $k_{Ф.п}$ полностью транспонированных стержней или многовитковых обмоток, в каждом витке которых содержится только один проводник достаточно малого сечения, можно определить по формуле

$$k_{Ф.п} = \frac{m^2 - 1}{9} a^4 \left(\frac{b_{Cu}}{b_п}\right)^2 \left(\frac{\mu_0 2\pi f}{2\rho}\right)^2, \tag{2-15}$$

где m — число рядов проводников по высоте паза, a — высота проводника, b_{Cu} — ширина проводников в пазу.

Тогда относительные добавочные потери в пазовой части составят

$$\frac{Q_{об}}{P} k_{Ф.п} = \frac{0{,}71 j\rho}{k_{об} B_1 f\tau} k_{Ф.п} = \frac{0{,}78 \mu_0^2 A d j}{k_{об} B_1 \tau\rho (b_п/\tau)^2}. \tag{2-16}$$

Ниже будут рассмотрены условия минимизации суммарных (основных и добавочных) потерь в обмотке переменного тока.

б. Основные потери в зубцах и ярме сердечника якоря определяются следующим образом [2-3]:

$$\left.\begin{aligned} Q_z &= k_z p_z (B_1 k_B t/b_{z\,0,5})^2 (f/f_0)^{1,5} b_{z\,0,5} h_п z l_1 k_{cf}\gamma, \\ Q_a &= k_a p_a (B_1 k_B \tau/h_a)^2 (f/f_0)^{1,5} h_a \pi (D + 2h_п + h_a) l_1 k_{cf}\gamma. \end{aligned}\right\} \tag{2-17}$$

Здесь k_a и k_z — коэффициенты, учитывающие технологическое возрастание потерь в ярме и зубцах по сравнению с потерями, замеренными на образцах (p_a и p_z); p_a и p_z — удельные потери, *вт/кг*, при индукции 1 *тл*, отличающиеся друг от друга в случае применения ориентированной стали; k_B — коэффициент, учитывающий отношение фактической величины потока к его первой гармонической; $b_{z0,5}$ — ширина зубца на 1/2 высоты; h_a — высота ярма; f_0 — частота, при которой измерены p_a и p_z; k_{cf} — коэффициент заполнения якоря железом по длине; γ — плотность железа, *кг/м³*.

Если отнести эти потери к полной мощности, то получим

$$\left.\begin{aligned}\frac{Q_z}{P} &= \frac{k_z p_z k_{ct} \gamma k_B^2}{k_{об} f_0^{1,5}} 0{,}71 \frac{B_1 f^{0,5} h_п t}{A \tau b_{z\,0,5}},\\ \frac{Q_a}{P} &= \frac{k_a p_a k_{ct} \gamma k_B^2}{k_{об} f_0^{1,5}} 0{,}71 \frac{B_1 f^{0,5} \tau}{A h_a}\left(1 + \frac{2h_п + h_a}{D}\right).\end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}18)$$

Кроме основных потерь в сердечнике якоря, при решении вопросов проектирования крупных машин необходимо учитывать еще и добавочные потери, в основном поверхностные и пульсационные. Эти потери возникают в сердечнике якоря вследствие наличия в кривой поля индуктора высших гармонических, а также гармонических порядка зубчатости.

Аналогичные потери создаются на поверхности сердечника индуктора гармоническими поля якоря. Эти потери в долях мощности могут быть выражены с помощью следующих формул.

Потери на поверхности якоря от гармонических поля индуктора порядка зубчатости

$$\frac{Q_{пов\,1}}{P} = (1 + x_d^2)\varphi_1 \frac{B_1}{A}\tau f^{0,5} = (1 + x_d^2)\xi \frac{B_1}{A} f^{0,5} \frac{t_2^{2,5}}{\tau^{1,5}},$$

$$\varphi_1 \approx k\left(\frac{t_2}{\tau}\right)^{2,5};$$

от гармонических более низких порядков

$$\frac{Q_{пов\,2}}{P} = (1 + x_d)^2 + \left(\frac{Q_a}{P} + \frac{Q_z}{P}\right)\left(\frac{f}{f_0}\right)^{0,5}\varphi_2, \quad \varphi_2 = f(k_{об\,2}). \qquad (2\text{-}19)$$

Потери на поверхности индуктора от гармонических поля якоря при нагрузке (при холостом ходе в якоре тока нет)

$$\frac{Q_{пов\,3}}{P} = x_{ad}^2 \varphi_3 \frac{B_1}{A}\tau f^{0,5}, \quad \varphi_3 = f(k_{об}). \qquad (2\text{-}20)$$

Потери на поверхности индуктора от гармонических порядка зубчатости якоря при коротком замыкании и холостом ходе (от колебаний проводимости и от гармонических н. с.)

$$\frac{Q_{пов\,4}}{P} = \left(\varphi_4 \frac{A}{B_1} + \varphi_5 \frac{B_1}{A}\right)(\tau t_1 f)^{0,5}, \quad \varphi_4 = f\left(\frac{\delta}{t}\right); \quad \varphi_5 = f\left(\frac{b_п}{\delta}\right). \qquad (2\text{-}21)$$

Значения коэффициентов φ можно определить путем соответствующего преобразования формул для определения поверхностных потерь, приведенных в главах 7, 8 и 9, и в литературе по вопросам расчета потерь. Значения этих коэффициентов зависят от соотношений между размерами паза и зазора и от обмоточных коэффициентов.

Потери на трение вращающегося ротора в газе или жидкости в долях мощности

$$\frac{Q_{тр}}{P} = \frac{k_1 v_{окр}^2}{A B_1 k_{об}} = \frac{k_1 4 f^2 \tau^2}{A B_1}. \qquad (2\text{-}22)$$

в. Уравнения для потерь в других обмотках, в долях номинальной мощности якоря. Легко показать, что для любой другой обмотки (обмотки возбуждения синхронной машины; обмотки ротора асинхронного двигателя и т. п.) можно составить формулу вида (2-14). Так, например, для потерь в обмотке ротора на постоянном токе (или токе низкой частоты, так что $k_Ф \approx 1$) получаем

$$\frac{Q}{P} = \frac{1{,}42 \rho j_2 \left(1 + \frac{l_л}{l_1}\right)}{k_{об} B_1 v_{окр}}\alpha\varepsilon = \frac{0{,}71 \rho j_2 \left(1 + \frac{l_л}{l_1}\right)}{k_{об} f \tau B_1}\alpha\varepsilon, \qquad (2\text{-}23)$$

где α — отношение линейных нагрузок: $\alpha = A_2/A$; ε — отношение диаметров: $\varepsilon = D_2/D$, в ряде случаев близкое к единице; j_2 — плотность тока в обмотке.

Отношение линейных нагрузок легко определять из диаграммы н. с. (рис. 2-1, *а*).

Для ненасыщенной синхронной машины

$$\left.\begin{aligned} \alpha\varepsilon &= \frac{A_2\tau_2}{A\tau} = \frac{m_2 k_{об}}{3k_{об\,2}} k_{ad} k_{x\varphi}, \\ \frac{Q}{P} &= \frac{0{,}71\rho j_2\left(1+\frac{l_л}{l_1}\right) m_2 k_{об}}{k_{об}B_1 j\tau 3k_{об\,2}} k_{ad} k_{x\varphi}, \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}24)$$

где

$$k_{x\varphi} = \left(1+\frac{x_\sigma}{x_{ad}}\right)\sqrt{\left(\frac{\cos\varphi}{x_d}\right)^2 + \left(\frac{\sin\varphi}{x_d}+1\right)^2}.$$

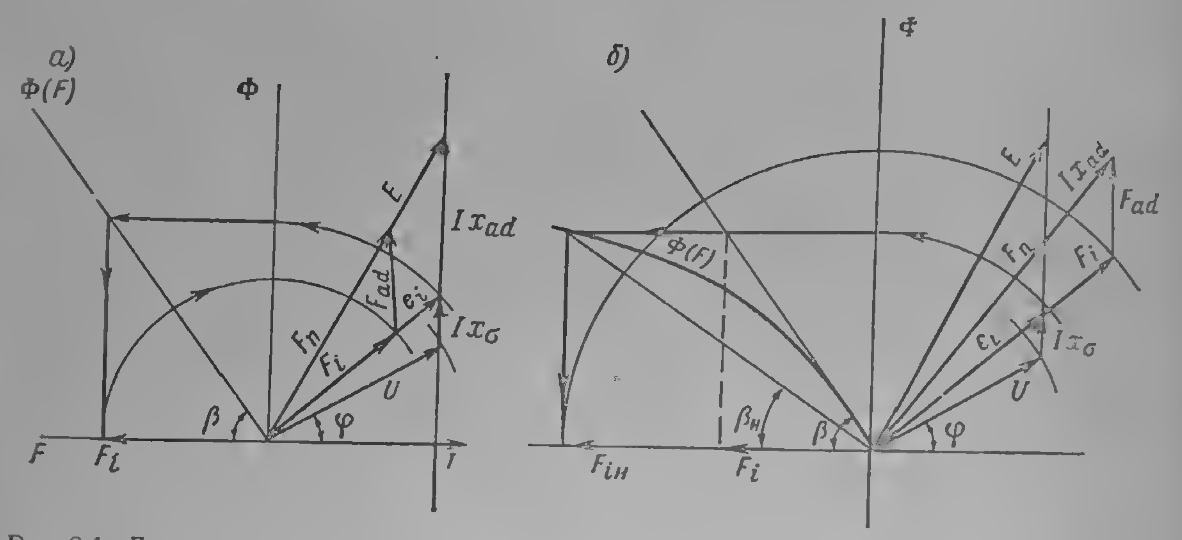


Рис. 2-1. Диаграмма э. д. с. и н. с. синхронной машины: *а* — при отсутствии насыщения; *б* — при насыщении

Для насыщенной машины можно ввести коэффициент $k_{x\varphi н}$, который определяется по диаграмме рис. 2-1, *б*. Если построить характеристику намагничивания для данного режима работы машины с внешним сопротивлением на зажимах, соответствующим режиму нагрузки (подробнее см. § 9-2, учет насыщения), то отношение н. с. по этой кривой, соответствующей внутренней э. д. с. $e_i = \sqrt{(U\cos\varphi)^2 + (Ix_\sigma + U\sin\varphi)^2}$, к н. с. по спрямленной части кривой намагничивания будет составлять $1 + k_н$. С учетом этого можно записать:

$$k_{x\varphi н} = (1+k_н)\sqrt{\left(\frac{\cos\varphi}{x_{ad}}\right)^2 + \left(\frac{\sin\varphi + Ix_\sigma}{x_{ad}} + \frac{1}{1+k_н}\right)^2}$$

и определить потери в обмотке возбуждения.

Уравнения для относительных масс активных материалов. а. Масса обмотки якоря на единицу мощности

$$\frac{G_{Cu}}{P} = \frac{\gamma\pi D\,dl_1\,(1+l_л/l_1)}{0{,}116 k_{об} A B_1 D^2 l_1 n} = \frac{27\gamma d}{k_{об} A B_1 D n}\left(1+\frac{l_л}{l_1}\right) = \frac{0{,}71\gamma}{k_{об} j B_1 A}\frac{d}{\tau}\left(1+\frac{l_л}{l_1}\right) =$$

$$= \frac{1{,}42\gamma\,(1+l_л/l_1)}{k_{об} j B_1 v_{окр}} = \frac{0{,}71\gamma}{k_{об} j B_1 \tau}\left(1+\frac{l_л}{l_1}\right). \quad (2\text{-}25)$$

б. Масса зубцов и ярма сердечника якоря на единицу мощности

$$\frac{G_z}{P}=\frac{\pi D\,\frac{b_{z\,0,5}}{t}\,l_1 k_{ef}\gamma_{Fe}h_{п}}{k_{об}0,116D^2 l_1 nAB_1}=\frac{27h_{п}b_{z\,0,5}k_{ef}\gamma_{Fe}}{k_{об}AB_1Dnt}=$$

$$=\frac{1,42k_{ef}\gamma_{Fe}h_{п}b_{z\,0,5}}{k_{об}v_{окр}AB_1t}=\frac{0,71k_{ef}\gamma_{Fe}h_{п}b_{z\,0,5}}{k_{об}fAB_1\tau t};\qquad(2\text{-}26)$$

$$\frac{G_a}{P}=\frac{\pi D\left(1+\frac{2h_{п}+h_a}{D}\right)l_1k_{ef}h_a\gamma_{Fe}}{k_{об}0,116D^2 l_1 nAB_1}=\frac{27h_a\left(1+\frac{2h_{п}+h_a}{D}\right)k_{ef}\gamma_{Fe}}{k_{об}fAB_1Dn}=$$

$$=\frac{1,42k_{ef}\gamma_{Fe}h_a\left(1+\frac{2h_{п}+h_a}{D}\right)}{k_{об}v_{окр}AB_1}=\frac{0,71k_{ef}\gamma_{Fe}h_a\left(1+\frac{2h_{п}+h_a}{D}\right)}{k_{об}fAB_1\tau}.$$

в. Вес корпусной изоляции обмотки

$$\frac{G_{из}}{P}=\frac{\gamma_{из}2\,(h_{п}+b_{п})\,\frac{\pi D}{t}\,l_1\,(1+l_л/l_1)}{0,116k_{об}AB_1D^2l_1n}=\frac{\gamma_{из}S\cdot 27\,(1+l_л/l_1)}{k_{об}AB_1Dn}=$$

$$=\frac{1,42\gamma_{из}S\,(1+l_л/l_1)}{k_{об}AB_1v_{окр}}=\frac{0,71\gamma_{из}S\,(1+l_л/l_1)}{k_{об}fAB_1\tau}.\qquad(2\text{-}27)$$

Уравнения для тепловых нагрузок. а. Условная тепловая нагрузка от потерь в сердечнике и обмотке на единицу цилиндрической поверхности якоря

$$w_1=\frac{Q_a+Q_z+Q_{обм.\,паз}}{\pi Dl_1k_{ef}}=\left(\frac{f}{f_0}\right)^{1,5}k_zp_zk_B^2\gamma_{Fe}B_1^2\left(\frac{t}{b_{z\,0,5}}\right)h_{п}+$$

$$+\left(\frac{f}{f_0}\right)^{1,5}k_ap_ak_B^2\gamma_{Fe}B_1^2\left(\frac{\tau}{h_a}\right)\tau\left(1+\frac{2h_{п}+h_a}{D}\right)+\rho j^2d\,(1+k_{Ф.\,п}).\qquad(2\text{-}28)$$

б. Тепловая нагрузка периметра паза от потерь в обмотке

$$w_2=\frac{\rho j^2\,dt\,(1+k_{Ф.\,п})}{2\,(h_{п}+b_{п})}=\frac{\rho A^2t\,(1+k_{Ф.\,п})}{d2\,(h_{п}+b_{п})}.$$

Введем новую переменную — относительную поверхность теплоотдачи паза

$$S=2\,(h_{п}+b_{п})/t,\qquad(2\text{-}29)$$

тогда

$$w_2=\frac{\rho jA\,(1+k_{Ф.\,п})}{S}=\frac{\rho A^2\,(1+k_{Ф.\,п})}{dS}.\qquad(2\text{-}30)$$

Уравнения для реактивностей. Основные уравнения для расчета реактивностей схемы замещения в относительных единицах приведены в главах 7—9. Незначительно упростив, их легко привести к виду, удобному для использования при проектировании.

Формула для реактивности рассеяния обмотки трехфазного якоря будет иметь следующий вид:

$$x_\sigma=x_{п}+x_л+x_д=\frac{A}{B_1}(\lambda_{п}+\lambda_л+\lambda_д),\qquad(2\text{-}31)$$

где $x_{п}$ — реактивность рассеяния пазовой части, $x_л$ — реактивность рассеяния лобовой части, $x_д$ — реактивность дифференциального рассеяния, $\lambda_{п}$, $\lambda_л$ и $\lambda_д$ — соответствующие им проводимости.

Для случая прямоугольных пазов на якоре

$$\lambda_{п}=\frac{1,74\cdot 10^{-6}}{k_{об}}\;\frac{3\beta+1}{4}\;\frac{k_{п}h_{п}}{\tau b_{п}/t},\qquad(2\text{-}32)$$

где β — сокращение шага.

При средних значениях $\beta = 0,833$; $k_п = 1,2$; $k_{об} = 0,92$;

$$x_п \approx \frac{2h_п}{\tau b_п / l} \cdot 10^{-6}. \qquad (2\text{-}33)$$

Для случая корзиночной обмотки

$$\lambda_л = \frac{\tau (3\beta - 1)}{k_{об} l_1} \cdot 10^{-6}. \qquad (2\text{-}34)$$

При средних значениях $k_{об}$ и β, указанных выше,

$$\lambda_л \approx \frac{1,5\tau}{k_{об} l_1} \cdot 10^{-6} \approx \frac{1,63\tau}{l_1} \cdot 10^{-6}. \qquad (2\text{-}35)$$

Для всех типов обмоток

$$\lambda_д = \frac{0,585 t^2 k_{об}}{\tau \delta k_C k_B} \cdot 10^{-6}. \qquad (2\text{-}36)$$

При средних значениях $k_{об} = 0,92$; $k_C = 1,2$; $k_B \approx 1$

$$\lambda_д \approx \frac{0,54 t^2}{\tau \delta} \cdot 10^{-6}. \qquad (2\text{-}37)$$

Аналогично может быть записано выражение для реактивности рассеяния любой другой обмотки, приведенной к обмотке якоря. Например, для зубчатого ротора (индекс «2»)

$$x_{\sigma 2} = \frac{A}{B_1} k_{об} (\lambda_{п2} + \lambda_{л2} + \lambda_{д2}) \qquad (2\text{-}38)$$

и вид выражений для проводимостей будет в общих чертах аналогичен приведенному выше.

Для обмотки фазного ротора асинхронность двигателя выражения для проводимостей сохранят тот же самый вид (следует принять $\beta = 1$). Для короткозамкнутого ротора с клеткой различной формы выражения для проводимостей будут иметь вид, указанный в § 8-2, п. 2б.

Для круглого паза

$$\lambda_{п2} \approx 17,5 \cdot 10^{-6} p/z_2. \qquad (2\text{-}39)$$

Аналогично преобразовав коэффициенты и выражения для реактивностей рассеяния, можно из выражений, приведенных в главах 7—9, получить удобные для проектирования формулы и для других случаев, имея в виду, что

$$\frac{F_A}{\Phi_1} = \frac{\frac{1}{3} A \tau k_{об}}{\frac{2}{\pi} B_1 \tau l_1} = \frac{\pi k_{об} A}{6 l_1 B_1}. \qquad (2\text{-}40)$$

Для анализа конструктивных рядов, проводимого в этой главе, достаточно уже полученных выражений, однако читатель может вывести аналогичные выражения для реактивностей рассеяния обмоток возбуждения, демпферных обмоток явнополюсных синхронных машин и т. д.

Если формулы приведены для реактивностей в абсолютных единицах, то их перевод в относительные единицы и преобразование к виду, аналогичному выше указанному, осуществляется путем деления на номинальное сопротивление машины

$$z_н = \frac{U_ф}{I_ф} = \frac{9 w^2 k_{об} f B_1 l_1}{A p}, \qquad (2\text{-}41)$$

где l — расчетная длина.

Реактивность взаимоиндукции обмоток якоря и индуктора или первичной и вторичной обмотки асинхронного двигателя может быть записана следующим образом:

$$x_{am} = \frac{A}{B_1} \frac{0{,}415k_{об}}{k_C k_B} \frac{\tau}{\delta} k_{ad} \cdot 10^{-6}; \qquad (2\text{-}42)$$

при среднем значении $k_{об} = 0{,}92$

$$x_{am} \approx \frac{0{,}38A}{k_B B_1} k_{ad} \frac{\tau}{\delta k_C} \cdot 10^{-6}.$$

Для асинхронных двигателей в среднем $k_B \approx 1{,}0$; $k_C = 1{,}2 \div 2{,}0$; $k_{ad} = 1{,}27$;

$$x_{am} \approx 0{,}3 \frac{A}{B_1} \frac{\tau}{\delta}. \qquad (2\text{-}43)$$

Для явнополюсных синхронных машин $k_B = 0{,}8 \div 0{,}9$; $k_C = 1{,}1 \div 1{,}3$; $k_{ad} = 1{,}05$;

$$x_{am} \approx 0{,}39 \frac{A}{B_1} \frac{\tau}{\delta}. \qquad (2\text{-}44)$$

Для турбогенераторов $k_B \approx 1{,}0$; $k_C = 1{,}05 \div 1{,}1$; $k_{ad} \approx 1{,}27$;

$$x_{am} \approx 0{,}45 \frac{A}{B_1} \frac{\tau}{\delta}. \qquad (2\text{-}45)$$

Уравнения для н. с. Рассмотрим выражения для н. с. якоря и индуктора, а также статора и ротора асинхронного двигателя при нагрузке и получим из них соотношения для линейных нагрузок и потерь.

Н. с. и поля якоря и индуктора (а также статора и ротора) в электрических машинах переменного тока взаимно неподвижны, их относительное расположение и амплитудные значения зависят только от режима работы. Воспользовавшись векторной диаграммой э. д. с., являющейся одновременно диаграммой н. с. для ненасыщенной машины (рис. 2-1, *а*), можно записать ($I = 1$):

$$F_н = F_0 \sqrt{\cos^2 \varphi + (\sin \varphi + x_d)^2} = F_к \sqrt{(f_{к0} \cos \varphi)^2 + (f_{к0} \sin \varphi + 1)^2}, \qquad (2\text{-}46)$$

где $f_{к0} = 1/x_d = F_0/F_к$.

В свою очередь

$$F_k = F_A k_{ad} + x_\sigma F_0 = F_A k_{ad} \left(1 + \frac{x_\sigma}{x_{am}}\right) = \frac{1}{3} A\tau k_{об} k_{ad} \left(1 + \frac{x_\sigma}{x_{am}}\right) \qquad (2\text{-}47)$$

$$F_н = \frac{1}{m_2} A_2 \tau_2 k_{об\,2} = \frac{1}{3} A\tau k_{об} k_{ad} \left(1 + \frac{x_\sigma}{x_{am}}\right) \times$$

$$\times \sqrt{\left(\frac{\cos \varphi}{x_d}\right)^2 + \left(\frac{\sin \varphi}{x_d} + 1\right)^2} = \frac{1}{3} A\tau k_{об} k_{ad} k_{x\varphi}, \qquad (2\text{-}48)$$

где m_2 — число фаз индуктора, A_2 — линейная нагрузка индуктора, $k_{об2}$ — обмоточный коэффициент индуктора, τ_2 — полюсное деление, соответствующее D_2.

Для насыщенной синхронной машины можно ввести согласно диаграмме н. с. значение $k_{x\varphi}$, учитывающее насыщение статора и ротора при нагрузке.

Приближенные уравнения для масс конструктивных материалов гомологичных машин. Прежде всего необходимо отметить, что определение массы конструктивных материалов по главным размерам даст достаточную точность только в случае гомологичных машин, предназначенных для одинаковых условий эксплуатации и имеющих близкое компоновочное решение.

В довольно широком диапазоне мощностей и скоростей вращения горизонтальных машин закрытого и защищенного исполнения массу конструктивных материалов (корпуса статора, щитов, вала и остова ротора) можно определить по следующей формуле:

$$G_к \approx aDl + bD^2, \ m, \qquad (2\text{-}49)$$

где $a = 0{,}5 \div 0{,}6$; $b = 0{,}1 \div 0{,}2$.

Тогда относительная масса конструктивных материалов

$$\frac{G_к}{P} = \frac{aDl + bD^2}{0{,}116 k_{об} D^2 l n A B_1} = \frac{a/D + b/l}{0{,}116 k_{об} n A B_1} \ \frac{m}{кв.\,а}. \qquad (2\text{-}50)$$

2-2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОДОБИЕ И ЗАКОНОМЕРНОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ РАЗМЕРОВ, ПАРАМЕТРОВ И НАГРУЗОК В ЗАВИСИМОСТИ ОТ МОЩНОСТИ, СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ И ЧАСТОТЫ

Рассмотрев основные соотношения, связывающие мощность, скорость вращения, реактивности, главные размеры, электромагнитные нагрузки, попробуем выяснить, как должны изменяться размеры и нагрузки с увеличением мощности. Уравнение (2-6) дает возможность заключить, что, если не учитывать ограничений, накладываемых на отдельные переменные, можно получить заданную мощность при любой произвольной комбинации размеров и нагрузок. Однако не учитывать ограничений нельзя, поэтому мы рассмотрим зависимости мощности от размеров и нагрузок при ограничениях, установленных ГОСТ.

Прежде всего рассмотрим вопросы подобия. Если две машины различной мощности и скорости вращения обладают одинаковыми реактивностями и активными сопротивлениями, постоянными времени, механическими постоянными и характеристиками холостого хода, то одна из них может служить моделью другой в электродинамической системе. Такие машины могут быть отнюдь не подобны в других отношениях, например по механическим нагрузкам от центробежных сил. Естественно, что ограничение реактивностей, накладываемое ГОСТ, требует в известной мере подобия в электромагнитном отношении. Легче всего, исходя из уравнений, рассмотренных в § 2-1, добиться неизменности реактивностей, если изменять все размеры пропорционально, а нагрузки (A и B_1) не менять (хотя это не единственный и не самый лучший способ).

При этом получится определенный конструктивный ряд, который мы условно назовем *рядом Арнольда*.

1. Ряд Арнольда. $A = \text{const}$, $B_1 = \text{const}$, все размеры изменяются пропорционально. Тогда

$$P = CD^2 l_1 n, \ C = \text{const} = 0{,}116 \ k_{об} A B_1.$$

Следовательно, мощность на единицу длины пропорциональна квадрату диаметра, а при подобии размеров полная мощность пропорциональна кубу линейного размера.

В ряду машин, построенном по этому принципу, будут наблюдаться следующие закономерности:

а. Все реактивности в относительных единицах постоянны, поскольку $A/B_1 = \text{const}$ и размеры пропорциональны.

б. Объем тока в пазу пропорционален шагу, $IS_п/a = At$.

в. Плотность тока в пазу якоря с ростом размеров падает. В самом деле, эквивалентная толщина проводникового слоя при увеличении размеров должна расти вследствие геометрического подобия, а поскольку

$$j = A/d = \text{const}/d = c/\tau, \qquad (2\text{-}51)$$

плотность тока в более мощных машинах падает пропорционально величине полюсного деления (диаметра) или в большей степени, так как коэффициент заполнения пазов с увеличением размеров несколько увеличивается.

г. Индукции в зубцах и ярме якоря будут постоянны.

д. Относительные потери в обмотке якоря (если не принимать во внимание изменение коэффициента добавочных потерь) изменяются обратно пропорционально квадрату полюсного деления — для подобных машин обратно пропорционально мощности в степени 2/3. Это же справедливо для потерь в других обмотках.

Значения индукций, а следовательно, вид характеристики холостого хода и относительные основные потери в сердечнике, как это следует из уравнения (2-18), не будут меняться. Увеличение к. п. д. будет ограничено постоянством этой составляющей потерь.

е. Относительные массы обмоток и сердечников также будут постоянны [уравнения (2-25), (2-26)], мало изменится и относительная конструктивная масса.

ж. Тепловая нагрузка цилиндрической поверхности якоря от потерь сердечника [уравнение (2-28)] пропорциональна диаметру, а от потерь в обмотке— обратно пропорциональна ему, и при равенстве этих составляющих для какой-либо машины ряда сумма их постоянна для всех машин ряда.

Тепловая нагрузка периметра паза от потерь в меди вследствие того, что плотность тока обратно пропорциональна диаметру, а линейная нагрузка постоянна, изменяется обратно пропорционально диаметру (S = const) для геометрически подобных машин.

Из изложенного выше следует, что такой ряд машин экономически невыгоден, так как не происходит снижения веса и стоимости 1 *квт* с ростом мощности. Это заключение справедливо для любого варианта ряда, если AB_1 = const.

Возможен другой вариант ряда при соблюдении этого условия, в котором плотность тока и индукция

$$j = \frac{k_1}{\tau^m}; \quad B_1 = \frac{k_2}{\tau^n}; \quad j = \frac{k_1}{k_2} B; \quad m + n = 1. \tag{2-52}$$

Здесь k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности.

При этом для геометрически подобных машин

$$A = jd = \frac{k_1}{\tau^m} k_3\tau = k_1 k_3 \tau^{1-m}$$

$$AB_1 = \frac{k_2}{\tau^n} k_1 k_3 \tau^{1-m} = k_1 k_2 k_3 = \text{const}.$$

Если $m = n = 0{,}5$, то тепловая нагрузка цилиндрической поверхности якоря постоянна, как и тепловая нагрузка периметра паза (для подобных машин). Вес на единицу мощности будет постоянным, относительные потери в обмотках и сердечнике будут обратно пропорциональны диаметру (корню кубическому из мощности), а реактивности — пропорциональны ему. Этот ряд также невыгоден экономически, несмотря на возрастание к. п. д., а кроме того, увеличение мощности ограничено ростом реактивностей.

2. Ряд Видмара. Рассмотрим в качестве примера ряд машин, в которых при геометрическом подобии соблюдается постоянство индукции и плотности тока (назовем его *рядом Видмара*): B_1 = const, j = const.

В этом случае линейная нагрузка для подобных машин пропорциональна диаметру: $A = jd = k\tau$. Здесь k — коэффициент пропорциональности; мощность якоря машины будет пропорциональна кубу диаметра и первой степени длины:

$$P = 0{,}116 k_{об} k D^3 l_1 n B_1; \tag{2-53}$$

а для подобных машин — пропорциональна четвертой степени линейного размера.

В ряде Видмара будут наблюдаться следующие закономерности (для подобных машин):

а. Объем тока в пазу пропорционален квадрату диаметра,

$$IS_{п}/a = At = kD^2.$$

б. Относительные потери в обмотке и сердечнике обратно пропорциональны первой степени диаметра или $\sqrt[4]{P}$.

в. Реактивности пропорциональны первой степени диаметра или $\sqrt[4]{P}$.

г. Масса активных материалов на единицу мощности (масса обмотки и сердечника) изменяется как $1/D = k/\sqrt[4]{P}$.

д. Тепловая нагрузка цилиндрической поверхности сердечника пропорциональна диаметру $(\sqrt[4]{P})$. Тепловая нагрузка периметра паза изменяется в той же пропорции.

Несмотря на очевидную экономическую выгодность ряда Видмара (снижение относительного веса и относительных потерь с ростом мощности), его применение ограничивается ростом реактивностей и тепловых нагрузок. Последнее существенно для машин с косвенным газовым охлаждением, так как коэффициенты теплоотдачи не пропорциональны окружной скорости, а градиент температуры в изоляции ограничен ее долговечностью. В машинах с непосредственным охлаждением основными ограничениями будут значения реактивностей и экономически выгодного к. п. д.

Учет тепловых ограничений в машинах с косвенным охлаждением. Покажем, что имеются возможности сохранить экономически выгодные законы роста размеров и нагрузок, если учесть тепловые ограничения в машинах с косвенным охлаждением.

Если в пределах конструктивного ряда нет ограничений по прочности, то при постоянной частоте окружная скорость (полюсное деление) может выбираться в зависимости от теплоотдачи. В приближенных расчетах обычно условно принимают, что все потери сердечника и пазовой части обмотки отводятся с цилиндрической поверхности якоря в воздушный зазор и коэффициент теплоотдачи α_1 есть функция окружной скорости:

$$\alpha_1 \approx kv_{окр}^m; \quad m = 0,5 \div 0,8. \tag{2-54}$$

Для постоянства превышения температуры поверхности сердечника $\vartheta_1 = w_1/\alpha_1$ const необходимо, согласно уравнению (2-54), чтобы при постоянстве индукции B_1 и плотности тока j значения высоты паза $h_п$ и примерно пропорциональной ему высоты проводникового слоя d были пропорциональны окружной скорости в степени m (или, что то же самое, τ^m при f = const), а высота ярма была пропорциональна τ^{2-m}.

Если же сохраняется полное геометрическое подобие, то индукция и плотность тока должны быть обратно пропорциональны $\tau^{\frac{1-m}{2}}$.

В первом из этих двух возможных вариантов ряда (j = const и B = = const) будут наблюдаться следующие закономерности:

а. Линейная нагрузка пропорциональна τ^m,

$$A = jd = k_1\tau^m j; \quad IS_{п}/a = At = k_1 j\tau^m t.$$

б. Мощность пропорциональна диаметру в степени $2 + m$ и первой степени длины,

$$P = 0,116D^2 l_1 nAB_1 = 0,116D^{2+m} l_1 k' jB_1. \tag{2-55}$$

в. Относительные потери в обмотке обратно пропорциональны диаметру и, если длина также пропорциональна диаметру, обратно пропорциональны корню степени $3+m$ из мощности. Относительные основные потери в сердечнике также обратно пропорциональны диаметру.

г. Масса обмотки и зубцов сердечника на единицу мощности обратно пропорциональна диаметру, а масса ярма сердечника — обратно пропорциональна диаметру в степени $2m - 1$ (при $m = 0,5$ постоянна).

д. Тепловая нагрузка периметра паза определяется отношением: $jA/S = A^2/dS = j^2d/S = k\tau^m/S$ и увеличивается или уменьшается в зависимости от изменения S с изменением τ.

е. Реактивность рассеяния пазовой части обмотки $x_п$ пропорциональна величине (при $B = \text{const}$)

$$\frac{A}{B_1}\frac{kh_п}{\tau} = k\frac{\tau^{2m}}{\tau} = k\tau^{2m-1}.$$

Реактивность взаимоиндукции x_{am} будет определяться величиной $k\tau^{2m}/\delta$.

Подводя итог, можно сказать, что при $m = 0{,}5$ (теплоотдача сердечника при этом заведомо обеспечивается) можно сохранить постоянство реактивности рассеяния, а увеличивая высоту паза при постоянном шаге — сохранить постоянным перепад температуры в изоляции.

Во втором варианте такого ряда ($w_1/\alpha = \text{const}$) при сохранении геометрического подобия индукция и плотность тока обратно пропорциональны $\tau^{\frac{1-m}{2}}$.

В этом случае имеем:

а) $A = jd = k\tau^{-\frac{1-m}{2}}\tau = k\tau^{\frac{1+m}{2}}$; $IS_п/a = k\tau^{\frac{1+m}{2}}t$;

б) $P = 0{,}116kD^{2+2m}l_1n$;

в) относительные потери в обмотке и сердечнике обратно пропорциональны диаметру;

г) относительный вес обмотки и сердечника обратно пропорционален τ^m;

д) тепловая нагрузка периметра паза пропорциональна τ^m/S;

е) реактивности прямо пропорциональны диаметру.

Две последние особенности делают этот ряд приемлемым только в очень ограниченных пределах.

Обеспечить постоянство температуры сердечника в известных пределах можно путем усиления напорных элементов в системе вентиляции, подбора соответствующей ширины пакета, усовершенствования вентиляционного тракта. В то же время уменьшить или сохранить постоянным перепад температуры в изоляции паза, определяемый тепловой нагрузкой его периметра, возможно только путем соответствующего изменения геометрии и электромагнитных нагрузок.

Рассмотрим эти условия для двух случаев: когда объем тока в пазу At может меняться произвольно и когда он ограничен (например, технологией изготовления обмотки).

Условия постоянства тепловой нагрузки периметра паза:

$$w_2 = \rho jA/S = \rho A^2/(dS) = \rho j^2d/S = \text{const} \qquad (2\text{-}56)$$

наиболее просто рассмотреть для геометрически подобных машин, в которых объем тока в пазу меняется произвольно (иначе не будет подобия), а высота и ширина паза пропорциональны шагу, так что

$$S = \frac{2h_п\left(1+\frac{b_п}{h_п}\right)}{t} = \text{const}.$$

Тогда условие (2-56) сводится к следующему, широко принятому в практике соотношению:

$$jA \leqslant C = \text{const}, \qquad (2\text{-}57)$$

где C — постоянная, зависящая от толщины, теплопроводности и нагревостойкости изоляции.

Размеры паза в этом случае определяются соотношениями:

$$d = k_1A^2;\ h_п \approx k_2A^2;\ t = k_3A^2. \qquad (2\text{-}58)$$

В геометрически подобных машинах d, $h_п$ и t пропорциональны τ, и этот случай сводится к предыдущему с $m = 0,5$, но с той разницей, что плотность тока обратно пропорциональна τ^m, а линейная нагрузка прямо пропорциональна τ^m при постоянстве индукции (в случае постоянства j и A ряд не имел бы экономических преимуществ и не мог бы быть применен для подобных машин).

Для подобных машин в этом случае не сохраняется постоянство реактивностей, относительные потери в обмотке изменяются как $1/\tau^{1+m}$, потери в сердечнике — как $1/\tau^m$, относительный вес обмотки — как τ^m, а сердечник — как $1/\tau^{m-1}$, т. е. машины становятся относительно более легкими, но более «медными» с ростом размеров, причем расход изоляции уменьшается; тепловая нагрузка цилиндрической поверхности якоря с увеличением потерь в сердечнике увеличивается, что можно скомпенсировать применением в крупных машинах лучшей стали, а с увеличением потерь в обмотке — остается неизменной, реактивности увеличиваются как τ^m, а полная мощность определяется зависимостью:

$$P = 0,116 k_{об} D^{2+m} l_1 n k' B, \qquad (2\text{-}59)$$

где $k' = A/\tau^m$.

Указанными выше преимуществами при $m = 0,5$ (постоянство превышений температуры, снижение веса с ростом мощности и т. п.) объясняется довольно широкое распространение на практике зависимости [2-4]:

$$P = kD^{2,5}\, l n B_1. \qquad (2\text{-}60)$$

Рассмотрим теперь случаи, когда с целью сохранения постоянства тепловой нагрузки изоляции и некоторых других величин приходится отступать от геометрического подобия, например, когда объем тока в пазу ограничен.

При отступлении от геометрического подобия требуется дополнительно найти с помощью других зависимостей связь между пазовой геометрией и A, τ.

Допустим, что $At = I_п = \text{const}$ (случай, типичный для стержневых обмоток). Тогда

$$\left.\begin{aligned} w_2 &= \rho \frac{jAt}{2h_п(1 + b_п/h_п)} = \text{const}; \quad j = kh_п; \\ A &\approx k_1 h_п^2 = \frac{k_2}{t}; \quad h_п = \sqrt{\frac{A}{k_1}} = \sqrt[3]{\frac{jA}{k_4}} = \sqrt[3]{\frac{j^2}{dk_4}}; \\ S &= k_3 \frac{2h_п}{t}\left(1 + \frac{b_п}{h_п}\right) = k_3 k_2 2h_п \left(1 + \frac{b_п}{h_п}\right) A = \\ &= k_1 k_2 k_3 2h_п^3 (1 + b_п/h_п). \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}61)$$

Теперь необходимо установить зависимость $h_п$ от τ. В машинах с достаточно большим отношением l_1/τ основной составляющей реактивности рассеяния является ее пазовая часть $x_п = \frac{A}{B_1} \frac{kh_п}{\tau b_п/t}$. Для постоянства $x_п$ достаточно, чтобы

$$h_п = k_6 (x_п \tau)^{1/3}; \quad A = k_1 (x_п \tau)^{2/3}.$$

Мощность в этом случае определяется соотношением:

$$P = kD^{2,66} l_1 n x_п^{2/3} B_1. \qquad (2\text{-}62)$$

Плотность тока с ростом мощности будет увеличиваться пропорционально $\tau^{1/3}$, относительные потери в обмотке будут уменьшаться, как $\frac{1}{\tau^{2/3}}$, потери в сердечнике — как $\frac{1}{\tau^{4/3}}$, масса обмотки — как $\frac{1}{\tau^{4/3}}$, масса сердечника — как $\frac{1}{\tau^{4/3}}$, масса изоляции — как $\frac{1}{\tau^{2/3}}$, превышение температуры

поверхности сердечника с увеличением потерь в зубцах будет уменьшаться, потерь в обмотке — возрастать. Реактивность взаимоиндукции x_{am} будет возрастать, если зазор не увеличивается в большей степени, чем τ.

Если объем тока в пазу может изменяться произвольно, то при $S \neq$ const и $h_п/t \neq$ const. Условие постоянства тепловой нагрузки периметра паза

$$w_2 = \frac{jAt}{2h_п(1 + b_п/h_п)} = \text{const}$$

сведется к следующему:

$$h_п \approx kA\sqrt{t} = k_1 j^2\, dt; \quad A = \frac{h_п}{k_1\sqrt{t}}; \quad j \approx k_2 \frac{1}{\sqrt{t}}. \tag{2-63}$$

С помощью ограничения по реактивности рассеяния пазовой части

$$x_п = \frac{Akh_п}{B_1\tau b_п/t} = k_3 \frac{h_п^2}{B_1\sqrt{t}\,\tau b_п/t} = k_4 \frac{A^2\sqrt{t}}{B_1\tau b_п/t}$$

находим

$$h_п = k_5\sqrt{x_п B_1\tau(b_п/t)\sqrt{t}}; \quad A = k_6\sqrt{x_п B_1\tau(b_п/t)\frac{1}{\sqrt{t}}}.$$

Остается невыясненной зависимость t от τ. Если положить, что шаг t пропорционален τ^m, где $m \leqslant 1$, то получим

$$A = k_6\sqrt{x_п B_1 b_п/t}\;\tau^{\frac{1-0,5m}{2}}; \tag{2-64}$$

при $m = 1$ показатель степени составит 0,25; при $m = 0$ — составит 0,5.

Мощность при этом будет определяться соотношением:

$$P = kD^{2,5-0,25m} l_1 n B_1^{3/2}\sqrt{x_п \frac{b_п}{t}}. \tag{2-65}$$

В таком ряде с ростом мощности будут при постоянстве индукции наблюдаться следующие соотношения:

а. Относительные потери в обмотке уменьшаются, как $\frac{1}{\tau^{1+0,5m}}$, в зубцах — как $\frac{1}{\tau^{1-0,5m}}$ и в ярме — как $\frac{1}{\tau^{1-0,5m}}$.

б. Относительная масса обмотки и зубцов пропорциональна величине $\frac{1}{\tau^{1-0,5m}}$, ярма сердечника — величине $\frac{1}{\tau^{\frac{1-0,5m}{2}}}$, корпусной изоляции — величине $\frac{1}{\tau^{1+0,5m}}$.

в. Превышение температуры цилиндрической поверхности сердечника уменьшается или остается близким к постоянному в зависимости от соотношения между составляющими (составляющие этого превышения от потерь в зубцах и обмотке уменьшаются).

г. Реактивность пазового рассеяния по условию постоянна, реактивность взаимоиндукции будет постоянной, если зазор пропорционален $\tau^{1,5-0,25m}$.

Таким образом, мы показали возможность построения ряда размеров, экономически выгодного и удовлетворяющего тепловым ограничениям, а также условию постоянства реактивностей. Возможны и другие модификации данного ряда. Следует отметить, что на практике, как будет показано ниже, ряды в «чистом виде» никогда не применяются, так как это означало бы чрезмерно большое число диаметров, и что, говоря о ряде в практическом смысле, следует иметь в виду средние закономерности.

Прежде чем обратиться к поискам закономерностей для весьма мощных машин, в которых, как правило, сняты тепловые ограничения, но не огра-

ничения по прочности, необходимо исследовать зависимость длины от диаметра при отсутствии геометрического подобия.

Отношение длины к полюсному делению при отсутствии геометрического подобия с учетом ограничений. Практика проектирования показывает, что отношение l_1/τ меняется в значительных пределах (0,5—4) и небольшие изменения его значения, как правило, не сказываются существенно на технико-экономических показателях. Следовательно, речь скорее должна идти о границах отношения l_1/τ и об изменении его средней величины в зависимости от мощности и скорости вращения, так же, как выше речь шла об изменении среднего значения диаметра и других величин в пределах ряда машин.

При постоянном отношении $l_1/\tau = \text{const}$ мощность будет определяться выражением

$$P = kD^{r+1}nB_1, \tag{2-66}$$

где, как следует из изложенного выше, $r_1 = 2 \div 2{,}66$; и, следовательно, $r + 1 = 3 \div 3{,}66$, причем с учетом тепловых ограничений и ограничений по реактивностям

$$r = 2{,}25 \div 2{,}5; \; r + 1 = 3{,}25 \div 3{,}5. \tag{2-67}$$

Если длина ограничена, то, начиная с некоторого диаметра, $l_1 = \text{const}$ и $P = kD^r nB_1 l_{max}$.

Среднее отношение длины к полюсному делению может быть установлено из условия минимума реактивности рассеяния (с учетом лобовых частей).

Сделаем следующий вывод для нескольких рассмотренных вариантов ряда (для большей наглядности).

Полагая $B_1 = \text{const}$ и $b_п/t = \text{const}$ во всех случаях, приведем выражение для x_σ к виду:

$$x_\sigma = Ak_1h_п/\tau + k_2A\tau/l_1,$$

где при $f = \text{const}$

$$l_1 = \frac{P}{2p\tau^2 fAB_1k} \approx k\frac{P}{2p\tau^2 A}.$$

Тогда

$$x_\sigma = \frac{Ak_1h_п}{\tau} + \frac{k_2\tau^3A^2 2p}{kP}$$

или

$$x_\sigma = \frac{Ak_1h_п}{\sqrt{kP/(2pl_1A)}} + \frac{k_2A\sqrt{kP/(2pl_1A)}}{l_1}.$$

Так как в общем случае $h_п = k_3\tau^m$ и $A = k_4\tau^n$, получаем

$$x_\sigma = \frac{a}{\tau^{1-m-n}} + \frac{b\tau^{3+2n}}{P/(2p)}. \tag{2-68}$$

Условие минимума x_σ:

$$\frac{\partial x_\sigma}{\partial \tau} = 0 \quad \text{или} \quad \frac{a(1-m-n)}{\tau^{2-m-n}} = \frac{b(3+2n)\tau^{2+2n}}{P/(2p)}.$$

Откуда

$$\tau^{4-m+n} = \frac{P}{2p}\frac{a(1-m-n)}{b(3+2n)}. \tag{2-69}$$

Рассмотрим некоторые приведенные выше случаи, пользуясь формулами (2-68) и (2-69).

1. Ряд Арнольда: $n = 0$, $m = 1$. Формула (2-68) не имеет смысла, так как вследствие подобия первый член правой части ее не зависит от τ. Можно сохранить $x_\sigma = \text{const}$ при условии

$$\tau = \sqrt[3]{x_л \frac{P}{2p}\frac{1}{b}}, \tag{2-70}$$

что равносильно условию $l_1/\tau = \text{const}$.

2. Ряд Видмара: $m = 1$, $n = 1$. Здесь

$$\tau = \sqrt[4]{\frac{P}{2p}\frac{a}{5b}}, \tag{2-71}$$

но l_1/τ уменьшается с ростом мощности, что невыгодно в отношении потерь.

3. Ряд при условии jA = const (подобие размеров в поперечном сечении). Минимизация x_σ невозможна, возможно лишь приближенное равенство $x_\sigma \approx$ const при $\tau \approx \sqrt[4]{\frac{P}{2p}\frac{1}{b}x_л}$.

4. Ряд при условии w_2 = const. Здесь как в случае At = const, так и в случае At = var мы использовали в качестве условия $x_п$ = const. Следовательно, ограничение x_σ сводится к условию x_σ = const, как в первом случае. При At = const ($n = 0{,}33$)

$$\tau = \sqrt[3,66]{x_л \frac{P}{2p}\frac{1}{b}}, \tag{2-72}$$

при At = var ($n = 0{,}25 \div 0{,}5$)

$$\tau = \sqrt[3,5 \div 4,0]{x_л \frac{P}{2p}\frac{1}{b}}. \tag{2-73}$$

В итоге можно заметить, что выбор длины по условию постоянства или минимального значения реактивности рассеяния приводит к зависимости полюсного деления от мощности на полюс в степени $\frac{1}{3} \div \frac{1}{4}$. При этом отношение l_1/τ с увеличением мощности должно увеличиваться в среднем, как $[P/(2p)]^{0,07 \div 0,13}$, и, следовательно, его значение может быть заключено в достаточно широких пределах почти независимо от мощности на полюс.

Рассмотрим выбор зависимости l_1 от $P/(2p)$ при условии минимума основных потерь в обмотке. Это — очень грубое условие, однако полезно рассмотреть его вначале как пример (приведенный еще Видмаром), чтобы в дальнейшем уточнить. Сразу же надо оговорить, что речь идет о средних значениях l_1/τ в пределах ряда и что, как будет показано ниже, экономические, технологические и прочие факторы делают задачу более сложной, так что получить аналитическую зависимость удается не всегда.

Минимум основных потерь в обмотке достигается при равенстве потерь в пазовой и лобовой частях. Если длину лобовой части приближенно представить в виде:

$$l_1 = a + b\tau \approx c\tau, \tag{2-74}$$

то задача сводится к следующему:

$$F_1 = \frac{1}{\tau}\left(1 + \frac{c\tau}{\frac{P}{k2p\tau^2 A}}\right) = \left(\frac{1}{\tau} + \frac{ck_1 2p\tau^{2+n}}{P}\right) \to \min;$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial \tau} = -\frac{1}{\tau^2} + \frac{ck_1 2p\tau^{1+n}}{P}(2+n) = 0;$$

$$\tau = \sqrt[3+n]{\frac{P}{2p(2+n)ck_1}} = \sqrt[3,25 \div 3,5]{\frac{P}{2p(2,25 \div 2,5)ck_1}}, \tag{2-75}$$

так как $n = 0{,}25 \div 0{,}5$.

Если минимизировать потери не только в обмотке, но и сердечнике (например, в его зубцовой зоне), это приведет к появлению добавочного члена, не зависящего от длины и мощности, т. е. не влияющего на наличие экстремума. На этих случаях мы подробнее остановимся ниже. Пока же можем констатировать, что в задаче минимизации потерь, как и в задаче минимизации реактивности, получается степенная зависимость τ от $P/(2p)$.

Для того чтобы показать все многообразие условий, влияющих на величину τ, рассмотрим еще два: условия обеспечения заданной постоянной инерции и термической стойкости роторов в пусковых режимах.

Постоянная инерции $T_\mu = \frac{27,4GD^2 (n/100)^2}{P \cos \varphi}$ может быть записана с учетом того, что [2-4] $GD^2 \approx aD^u l_1$, где $u = 3,5 \div 4$, т. е. в виде:

$$T_\mu = \frac{0,274aD^u l_1 n^2}{0,116k_{об}AB_1D^2l_1 n \cos \varphi} = k_1 \frac{D^{u-2}}{0,116k_{об}AB_1 \cos \varphi}.$$

При $A = k_2\tau^m$ и $B_1 = \text{const}$

$$T_\mu = k_3 \frac{p^{u-3} f \tau^{u-2-m}}{B_1 \cos \varphi}; \quad \tau = \sqrt[u-2-m]{\frac{T_\mu B_1 \cos \varphi}{k_3 p^{u-3} f}}. \quad (2\text{-}76)$$

Если речь идет о машинах с косвенным охлаждением, в которых по условиям теплоотдачи $n < 1$, то заданное значение постоянной инерции $T_\mu \geqslant T_{\mu 0}$ обеспечивается, начиная с некоторого значения $\tau \geqslant \tau_0$ для машин одной скорости вращения. Для машин с меньшим τ необходимо снижать m. Выполнение этого условия для машин с непосредственным охлаждением зависит от значения m.

Аналогичное условие имеет место для температуры стержней при пуске с заданным избыточным моментом инерции $k_н$:

$$\vartheta_2 = \frac{kD^u l_1 n^2}{\gamma D d_2 l_1 k_н} = \frac{kp^{u-3} f^2 \tau^{u-1}}{d_2 k_н}; \quad \tau = \sqrt[u-1]{\frac{\vartheta_2 k_н d_2}{kp^{u-3} f^2}}. \quad (2\text{-}77)$$

В этом случае для соблюдения условия $\vartheta_2 \leqslant \vartheta_{20}$ требуется, чтобы, начиная с некоторого значения τ_0, d_2 было пропорционально τ^{u-1}.

Отсутствие тепловых ограничений. Отсутствие тепловых ограничений имеет место в известном диапазоне мощностей и размеров при непосредственном газовом или жидкостном охлаждении. В этом случае на закономерность роста размеров и нагрузок влияют ограничения по прочности, по реактивностям рассеяния и по относительным потерям.

Ограничение по реактивности рассеяния якоря сводится для машин большой длины к следующему условию:

$$x_п = \frac{Akh_п}{B_1 \tau (b_п/t)} = \text{const},$$

и, если $A = k_1\tau^n$; $h_п = k_1\tau^m$, $b_п/t_1 = \text{const}$, то $m + n = 1$.

Ограничение по прочности ротора означает, что существует предельная окружная скорость и предельное значение полюсного деления $\tau_{max} = v_{окр\,max}/(2f)$. При $\tau = \tau_{max} = \text{const}$ $m + n = 0$.

Самым сложным и самым существенным является ограничение по потерям, согласно которому

$$\frac{\sum Q_{Cu} + Q_{Fe}}{P} \leqslant c,$$

где c — некоторые максимальные относительные потери, еще окупаемые сокращением массы и стоимости машины.

Как было показано выше, относительные основные потери в сердечнике падают с ростом A, а в обмотке при прочих равных условиях пропорциональны величине

$$\frac{A}{B_1 df\tau}(1 + k_{Ф.\,п})\left[1 + \frac{l_л(1 + k_{Ф.\,л})}{l_1(1 + k_{Ф.\,п})}\right]$$

и, если считать, что постоянство $k_{Ф.\,п}$ обеспечивается соответствующим уменьшением толщины проводника, а $B_1 = \text{const}$, то без ограничения по прочности получаем условие $n - m = 1$, а с ограничением по прочности — условие $n - m = 0$, обеспечивающее постоянство относительных потерь

в обмотке и, за счет уменьшения других составляющих, рост к. п. д. с увеличением мощности.

Первая пара условий $n + m = 1$ и $n - m = 1$ удовлетворяется, если $m = 0$ ($h_п$ = const, d = const). При этом легче всего удовлетворяется условие $k_{Fп}$ = const. Тогда $A = k_1\tau$, $j = k_2\tau$, и $P = kD^3 l_1 n B_1$.

Возможен другой способ удовлетворения условий постоянства реактивности и потерь: $B = k_3\tau^q$, где $q \ll 1$; $A = k_1\tau^{1+q}$. Но в этом случае будет увеличиваться индукция в зубцовом слое, что требует применения стали с лучшей кривой намагничивания. Тогда $n + m - q = 1$, $n - m - q = 1$.

Вторая пара условий при B_1 = const дает $n = 0$, $m = 0$, следовательно, рост A возможен лишь ограниченно, пока увеличение потерь в обмотках компенсируется уменьшением потерь в сердечниках, после чего начинается снижение к. п. д. Единственным способом увеличить или сохранить на достигнутом уровне потери в обмотке при $x_п$ = const является увеличение индукции и окружной скорости. При $x_п$ = const τ = const и Q_{Cu}/P = const $n = q$, т. е. увеличение A возможно точно в такой же степени, как и B_1.

В связи с этим напрашивается вывод о противоречивости требований сохранения постоянными реактивностей и к. п. д. при ограничениях размеров и при существующих материалах в более мощных электрических машинах. Подробнее и точнее эти выводы будут исследованы ниже. Вместе с тем нужно отметить, что если имеется даже относительно небольшая возможность повышения индукции и окружной скорости (размеров), мощность будет возрастать пропорционально более чем четвертой степени размеров

$$P = k_4 D^{3+2q} l_1 n,$$

и если $l_1 \approx k_5\tau$, то $P = k_6 D^{4+2q} n$, что весьма выгодно с технико-экономической точки зрения.

Если же эти возможности исчерпаны, то единственным путем увеличения мощности является повышение реактивностей рассеяния, причем увеличение мощности в данном случае будет прямо пропорционально этому повышению. В противном случае относительные потери в обмотках резко возрастают и увеличение мощности, начиная с некоторого значения, перестает быть экономически выгодным.

Влияние изменения частоты. Выше мы рассматривали закономерности роста размеров при увеличении мощности, полагая, что номинальная частота при этом не изменяется. Рассмотрим теперь закономерности, наблюдаемые при изменении частоты.

Если нет ограничений по прочности, реактивностям, электромагнитным и тепловым нагрузкам, то мощность прямо пропорциональна частоте, а относительная масса обратно пропорциональна ей. Относительные потери в обмотке обратно пропорциональны частоте, а в сердечнике — прямо пропорциональны корню квадратному из частоты. Однако на практике эти ограничения имеют место, поэтому мы рассмотрим их влияние для нескольких типичных случаев.

а. Ограничение по прочности отсутствует. Частота прямо пропорциональна скорости вращения, а окружная скорость может меняться в широких пределах. Если нет еще и тепловых ограничений (применена система непосредственного охлаждения), то остается только ограничение по реактивностям:

$$x_\sigma = \frac{k_3 A h_п}{B_1 \tau b_п / l} + \frac{k_4 A^2 \tau^3 p f}{P} \leqslant x_{\sigma\,max};$$

$$x_{am} = k_5 \frac{A}{B_1}\frac{\tau}{\delta} \leqslant x_{am\,max}.$$

Полагая $h_п = k_1\tau^m$ и $A = k_2\tau^n$, получаем

$$x_\sigma = \frac{a}{B_1 \tau^{1-m-n}(b_п/l)} + \frac{b\tau^{3+2n} p f}{P}, \quad x_{am} = k\frac{\tau^{1+n}}{B_1\delta}. \qquad (2\text{-}78)$$

Если выбирать τ из условия $x_\sigma \to \min\left(\frac{\partial x_\sigma}{\partial \tau} = 0\right)$, то получаем

$$\tau = \sqrt[4-m+n]{\frac{a(1-m-n)P}{b(3+2n)\,pfB_1}}, \qquad (2\text{-}79)$$

при этом

$$x_\sigma = \frac{1}{B_1^{\frac{3+2n}{4-m+n}}\left[\frac{P}{pf}\right]^{\frac{1-m-n}{4-m+n}}}\left[\frac{a^{\frac{3+2n}{4-m+n}}}{\left(b\frac{1-m-n}{3+2n}\right)^{\frac{1-m-n}{4-m+n}}} + \frac{B_1^{\frac{3+2n}{4-m+n}}\, b^{\frac{1-m-n}{4-m+n}}}{\left(a\frac{1-m-n}{3+2n}\right)^{\frac{3+2n}{4-m+n}}}\right] =$$

$$= \frac{1}{B_1^{\frac{3+2n}{4-m+n}}\left[\frac{P}{pf}\right]^{\frac{1-m-n}{4-m-n}}}\left[k_1 + k_2 B_1^{\frac{3+2n}{4-m+n}}\right]. \qquad (2\text{-}80)$$

Реактивность рассеяния уменьшается с ростом мощности и увеличивается с ростом частоты. Для сохранения x_σ на постоянном уровне мощность должна быть пропорциональна частоте. Условие в форме (2-79) имеет смысл, если $m + n < 1$. В противном случае оно должно быть заменено условием постоянства x_σ:

$$m + n = 1; \quad \tau = \sqrt[3+2n]{x_л \frac{P}{bpf}}; \quad x_\sigma = \frac{a}{B_1(b_п/t)} + x_л = \text{const},$$

если $B_1 = \text{const}$.

В этом случае полюсное деление также должно увеличиваться с ростом мощности и уменьшаться с ростом частоты.

Изменение основных показателей якоря машины переменного тока в функции частоты для двух возможных случаев иллюстрируется таблицей 2-1 ($B_1 = \text{const}$).

При постоянной мощности и постоянном числе полюсов диаметр якоря изменяется пропорционально величине $(1/f)^{\frac{1}{4-m-n}}$ или $(1/f)^{\frac{1}{3+2n}} = (1/f)^{\frac{1}{4}}$ при $n = 0{,}5$, а длина — обратно пропорциональна величине $(1/f)^{\frac{2+m-2n}{4-m+n}}$ или $(1/f)^{\frac{1+n}{3+2n}} = (1/f)^{\frac{3}{8}}$ при $n = 0{,}5$.

В известных пределах масса конструкционных материалов при этом изменяется как $aDl + bD^2 = a(1/f)^{\frac{3+m-2n}{4-m+n}} + b(1/f)^{\frac{2}{4-m+n}}$ или $a(1/f)^{\frac{1+n}{3+2n}} + b(1/f)^{\frac{2}{3+2n}} \approx a(1/f)^{\frac{5}{8}} + b(1/f)^{\frac{1}{2}} \approx k/\sqrt{f}$.

Рассмотренный выше ряд обладает высокой экономичностью, так как относительные массы монотонно уменьшаются с частотой даже при постоянстве реактивностей. Тепловые ограничения для машин с косвенным охлаждением могут быть учтены соответствующими значениями показателей m и n.

Например, если принять для ряда машин с косвенным охлаждением при постоянстве тепловой нагрузки периметра паза $m = 0{,}5$, $n = 0{,}5$, $j \approx \text{const}$, то удельные показатели будут соответствовать зависимостям, приведенным в последнем столбце таблицы.

Если теплоотдача с поверхности сердечника обеспечивается его интенсивным охлаждением (жидкостная рубашка), или при повышении частоты применяется более тонкая сталь, или увеличивается поверхность путем развития каналов и т. п., то индукция может не снижаться. Если же эти средства исчерпаны, то индукция должна изменяться обратно пропорционально частоте в степени от $^1/_2$ до $^3/_4$ и масса активных материалов практически перестает уменьшаться с ростом частоты, а механические потери возрастают

Выражение основных характеристик якоря в функции частоты

Относительные величины	$x_a = \min$	$x_a = \mathrm{const}$	
		$n \neq m$	$n = m = 0,5$
Масса обмотки	$(B_1f)^{\frac{3-m+n}{4-m+n}}$	$\dfrac{k}{B_1f^{\frac{2+2n}{3+2n}}} \approx$	$\dfrac{k}{B_1f^{3/4}}$
Масса зубцов сердечника	$k\dfrac{1}{(B_1f)^{\frac{3}{4-m+n}}}$	$\dfrac{k}{B_1f^{\frac{2+m+n}{3+2n}}} \approx$	$\dfrac{k}{B_1f^{3/4}}$
Потери в обмотке	$k\dfrac{j\rho}{(B_1f)^{\frac{3-m+n}{4-m+n}}}$	$\dfrac{kj\rho}{B_1f^{\frac{2+2n}{3+2n}}} \approx$	$\dfrac{kj\rho}{B_1f^{3/4}}$
Потери в зубцах сердечника	$kB_1^{\frac{5-m+n}{4-m+n}}f^{\frac{3-0,5m+0,5n}{4-m+n}}$	$kB_1f^{\frac{2,5+n}{3+2n}} \approx$	$kB_1f^{3/4}$
Потери в ярме сердечника	$kB_1^{\frac{4-m+2n}{4-m+n}}f^{\frac{2-0,5m+1,5n}{4-m+n}}$	$kB_1f^{\frac{1,\ 2n}{3+2n}} \approx$	$kB_1f^{2/3}$
Поверхностные потери	$kB_1^{\frac{3-m+2n}{4-m+n}}f^{\frac{2-m+2n}{4-m+n}}$	$kB_1f^{\frac{0,\ 2n}{3+2n}} \approx$	$kB_1f^{1/3}$
Механические потери	$k\dfrac{f^{\frac{6-2m+3n}{4-m-n}}}{B^{\frac{6-m}{4-m}}}$	$k\dfrac{f^{\frac{4+5n}{3+2n}}}{B_1} \approx$	$\dfrac{kf^{1/5}}{B_1}$
Масса ярма сердечника	$\dfrac{k}{(jB_1)^{\frac{4-m}{4-m+n}}}$	$\dfrac{k}{B_1f^{\frac{3+n}{3+2n}}} \approx$	$\dfrac{k}{B_1f^{4/5}}$

более интенсивно. Тем не менее, как показано ниже, может несколько уменьшаться масса конструктивных материалов.

При понижении частоты индукция может быть повышена до известных пределов, определяемых насыщением, после чего снижение частоты вызывает значительное возрастание массы.

Поскольку потери в обмотке обратно пропорциональны частоте в степени, меньшей единицы, а другие составляющие потерь прямо пропорциональны частоте в степени, меньшей единицы, имеет место минимум потерь по частоте, который можно определить численно, а также минимум приведенной стоимости активных частей. В частности, минимум суммы потерь в обмотке и зубцах достигается при

$$f = \left(\frac{k_1 j\rho}{k_2 B_1^2}\right)^{\frac{2}{3}}.$$

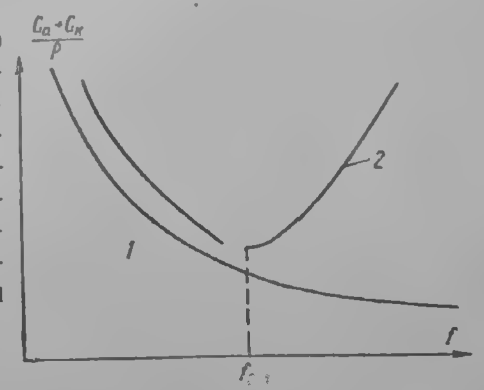


Рис. 2-2. Приближенная зависимость массы материалов от частоты при условии сохранения к. п. д.

1 — скорость вращения пропорциональна частоте, *2* — скорость вращения постоянна

Для сохранения к. п. д. на достаточно высоком уровне с ростом частоты требуется одновременно некоторое снижение индукции, если улучшение качества стали сердечника невозможно.

На рис. 2-2 показано изменение суммарной массы активных и конструктивных материалов с ростом частоты при условии сохранения к. п. д.

При постоянной скорости вращения (n = const) $f = pn/60 = pc$; $pf = f^2 c$;

$$\left.\begin{aligned} \tau &= k\left(\frac{P}{B_1 f^2}\right)^{\frac{1}{4-m+n}} \text{ при } x_0 = x_{0\,\min}; \\ \tau &= k\,(P/f^2)^{\frac{1}{3+2n}} \text{ при } x_0 = \text{const}. \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}81)$$

Рассмотрим для простоты только последнее условие и определим изменение важнейших показателей (табл. 2-2).

Таблица 2-2

Выражение основных характеристик якоря в функции частоты при постоянной скорости вращения

Относительная характеристика	$m \neq n$	$m = n = 0{,}5$
Масса		
обмотки	$\dfrac{k}{A_1 j f^{\frac{1+2n}{3+2n}}}$	$\dfrac{k}{B_1 j f^{0,5}}$
зубцов	$\dfrac{k}{B_1 f^{\frac{1+2m}{3+2n}}}$	$\dfrac{k}{B_1 f^{0,5}}$
ярма	$\dfrac{k}{B_1 f^{\frac{3}{3+2n}}}$	$\dfrac{k}{B_1 f^{3/4}}$
Потери		
в обмотке	$\dfrac{kj\rho}{B_1 f^{\frac{1+2n}{3+2n}}}$	$\dfrac{kj\rho}{B_1 f^{0,5}}$
в зубцах	$kB_1 f^{\frac{3,5+3n-2m}{3+2n}}$	$kB_1 f$
в ярме	$kB_1 f^{\frac{1,5+3n}{3+2n}}$	$kB_1 f^{3/4}$
механические	$k\dfrac{f^{\frac{2+2n}{3+2n}}}{B_1}$	$k\dfrac{f^{3/4}}{B_1}$
поверхностные	$kB_1 f^{\frac{3n-0,5}{3+2n}}$	$kB_1 f^{1/4}$

При постоянной мощности диаметр якоря изменяется пропорционально величине $f^{\frac{1+2n}{3+2n}} = f^{0,5}$, если $n = 0{,}5$; а длина — обратно пропорционально величине $f^{\frac{2+2n}{3+2n}} = f^{3/4}$, если $n = 0{,}5$.

В известных пределах масса конструктивных материалов изменяется как $aDl + bD^2 = a\dfrac{1}{f^{1/4}} + bf$, т. е. имеет минимум при

$$f = \left(\frac{1}{4}\,\frac{a}{b}\right)^{\frac{4}{3}} \text{ и } \frac{D}{l} = \left(\frac{4b}{a}\right)^{\frac{1}{3}}.$$

Суммарная масса обмотки, сердечника и конструктивных материалов

$$G = \frac{k_1}{B_1 f^{0,5}} + \frac{k_2}{B_1 f^{0,5}} + \frac{k_3}{B_1 f^{0,75}} + \frac{a}{f^{0,25}} + bf$$

также имеет минимум при определенной частоте.

б. Если по конструктивным соображениям при постоянной скорости вращения диаметр машины ограничен значением D_{max}, то после достижения этого значения

$$\tau = \pi D_{max}/(2p) = k/f. \qquad (2\text{-}82)$$

Аналогичное соотношение имеет место при ограничении по прочности, когда $v_{окр} \leqslant v_{окр\ max} = 2f\tau$ и $\tau = v_{окр\ max}/(2f) = k/f$; $f = k/\tau$.

В этом случае при постоянстве реактивности рассеяния, которое является основным условием,

$$\left.\begin{aligned} m + n = 1; \quad A = (k/f)^n; \quad h_п = (k/f)^m; \\ \tau = k\sqrt[2+2n]{\frac{P}{bp}}; \quad \frac{P}{p} = k(1/f)^{2+2n} \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}83)$$

и в случае ограничения диаметра

$$P = (k/f)^{1+2n}. \qquad (2\text{-}81)$$

Удельные показатели будут изменяться в зависимости от частоты следующим образом (табл. 2-3).

Таблица 2-3

Выражение основных характеристик якоря в функции частоты при ограничении по диаметру

Относительная характеристика	$m \neq n$	$m = n = 0,5$
Масса		
обмотки	$\frac{1}{B_1 j} = \text{const}$	$\frac{1}{B_1 j} = \text{const}$
зубцов	$\frac{f^{n-m}}{B_1} \approx \text{const}$	$\frac{1}{B_1}$
ярма	$\frac{1}{f^{1-n} B_1}$	$\frac{1}{f^{0,5} B_1}$
Потери		
в обмотке	$\frac{j\rho}{B_1} \approx \text{const}$	$\frac{j\rho}{B_1} \approx \text{const}$
в зубцах	$f^{1,5-m+n} B_1$	$f^{1,5} B_1$
в ярме	$f^{0,5+n} B_1$	fB_1
механические	$f^n{}_0/B_1$	$f^{0,5}/B_1$
поверхностные	$B_1 f^{n-0.5}$	B_1

Следовательно, масса активных материалов на единицу мощности снижается только за счет массы ярма (обратно пропорционально примерно $f^{0,5}$), а к. п. д. ухудшается.

Основные потери в обмотке якоря с учетом изменения длины лобовой части, вообще говоря, будут изменяться с частотой, однако условие постоянства реактивности рассеяния приводит к зависимости мощности от частоты вида (2-80) и к приблизительному постоянству отношения τ/l_1, а следовательно, к постоянству потерь. Если же мощность неизменна ($P = \text{const}$), то относительные потери в обмотке, равно как и реактивность рассеяния,

будут изменяться в зависимости от частоты. Оценка добавочных потерь в обмотке будет сделана ниже.

Для полноты картины рассмотрим еще зависимость x_{am} и потерь на возбуждение синхронных машин от частоты. Из равенства $x_{am} = k\tau^{(1+n)}/(B_1\delta)$ следует, что при отсутствии ограничений по прочности (но при наличии ограничения по x_σ) значение x_{am} определится из уравнения:

$$x_{am} = \frac{k}{B_1\delta}\left(\frac{P}{pf}\right)^{\frac{1+n}{3+2n}},$$

т. е. при неизменной мощности с ростом частоты для поддержания постоянства x_{am} зазор должен уменьшаться [при $n = 0{,}5$ как $(1/f)^{1/4}$].

В противном случае, при $\delta = \text{const}$, н. с. в обмотке возбуждения и относительные потери в ней могут, вообще говоря, уменьшаться весьма незначительно или даже увеличиваться, поскольку x_{am} уменьшается с ростом частоты. На рис. 2-3 показано изменение Q_e/P в зависимости от частоты при $\delta = \text{const}$, т. е. когда имеет место ограничение по зазору.

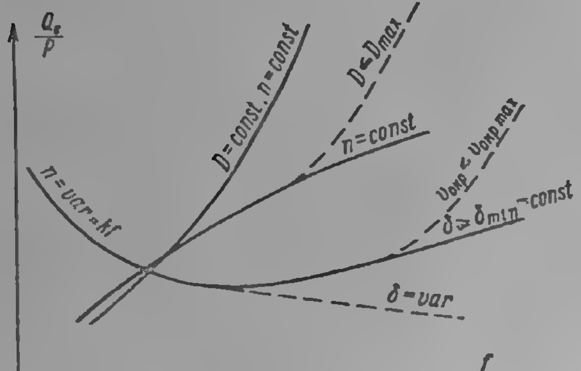


Рис. 2-3. Зависимость потерь на возбуждение от частоты

Если скорость вращения постоянна, то

$$x_{am} = \frac{k}{B_1\delta}\left(\frac{P}{p}\right)^{\frac{1}{3+2n}}\left(\frac{1}{f}\right)^{\frac{2+2n}{3+2n}}$$

и при постоянной мощности существенно уменьшается с ростом частоты. При неизменном зазоре потери в обмотке возбуждения будут возрастать пропорционально $f^{\frac{1}{3+2n}}$ ($f^{1/4}$ если $n = 0{,}5$) или в большей степени (рис. 2-3).

Наконец, при ограничении по диаметру

$$x_{am} = \frac{k}{B_1\delta}\left(\frac{1}{f}\right)^{1+n},$$

и потери в обмотке возбуждения возрастают пропорционально f^{1+n} ($f^{1,5}$, если $n = 0{,}5$) или в большей степени.

Из изложенного выше следует, что увеличение частоты в якоре электрической машины не приводит к пропорциональному снижению активного объема и массы вследствие различного рода ограничений. При ограничениях по диаметру (или окружной скорости) увеличение частоты сверх известного предела приводит к ухудшению показателей вследствие роста потерь в сердечнике и обмотке возбуждения. Если добиваться постоянства к. п. д., то увеличение частоты свыше известного значения для определенной мощности и скорости экономически невыгодно.

Особенности асинхронных машин. Приведенные выше рассуждения и зависимости справедливы, строго говоря, в тех случаях, когда размеры и нагрузки являются независимыми аргументами. Однако в асинхронных машинах полная мощность якоря при заданной активной мощности зависит от значения $\cos\varphi$, которое не является постоянным и в свою очередь зависит от размеров и нагрузок.

Если при проектировании асинхронной машины задаваться активной мощностью якоря

$$P_a = 0{,}116k_{об}D^2lnA\cos\varphi B_1, \tag{2-85}$$

где $A\cos\varphi = A_a$ есть активная составляющая линейной нагрузки, и принять за базисную величину значение активного тока $I_н\cos\varphi$ и активного

сопротивления $R_н = \frac{U_ф}{I_ф \cos\varphi}$, то формулы для реактивностей, относительных масс и относительных потерь сохранят прежний вид, если условиться относить эти величины к активной мощности, а вместо A подставлять в них условное значение $A_а$. Естественно, что относительные потери и тепловые нагрузки не могут быть вычислены до определения $\cos\varphi$, который может быть определен с помощью круговой диаграммы [2-5].

Упрощенная круговая диаграмма, построенная в относительных единицах ($U_ф = 1$; $P_а = P_н \cos\varphi = 1$; $I_а = I_н \cos\varphi = 1$), представлена на рис. 2-4. Все реактивности также вычислены в относительных единицах. Из диаграммы следует, что если обозначить в соответствии с эквивалентной схемой рисунка 2-4

$$x_0^* = x_1^* + x_m^*, \quad x_к^* = x_1^* + \frac{x_m^* x_2^*}{x_m^* + x_2^*}, \quad \xi = \frac{x_к^*}{x_0^*}, \tag{2-86}$$

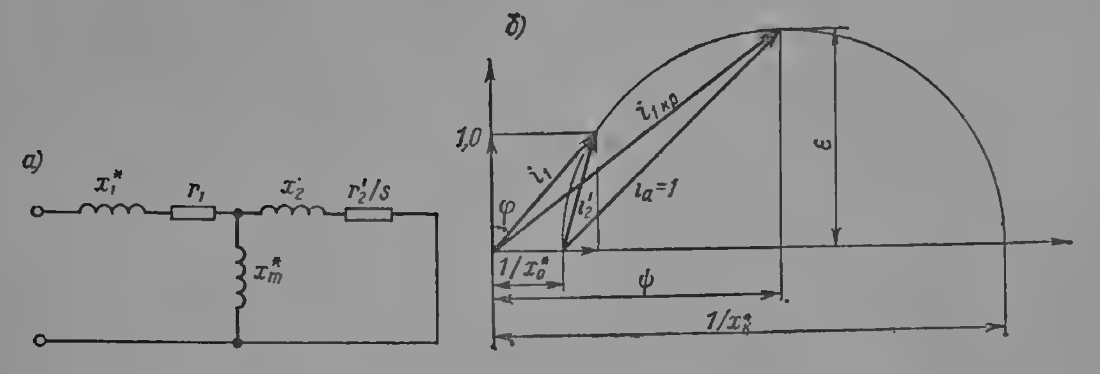


Рис. 2-4. Эквивалентная схема замещения асинхронной машины (а) и упрощенная круговая диаграмма (б)

то в номинальном режиме ($M_н = 1$)

$$\left.\begin{aligned} &M_{max} = \varepsilon = \frac{1-\xi}{2x_к^*}; \quad \psi = \frac{1+\xi}{2i_к'}; \\ &i_1 = \sqrt{\psi^2 - 2\psi\sqrt{\varepsilon^2 - 1} + \varepsilon^2}; \quad i_2' = \sqrt{2\left(\varepsilon^2 - \sqrt{\varepsilon^2 - 1}\right)}; \\ &\cos\varphi = \frac{1}{i_1}; \quad \cos\varphi_2' = \frac{1}{i_2'}; \quad s = s_{кр}\left(\varepsilon - \sqrt{\varepsilon^2 - 1}\right). \end{aligned}\right\} \tag{2-87}$$

В режиме максимальной мощности

$$\cos\varphi_{кр} = \frac{\varepsilon}{\sqrt{\psi^2 + \varepsilon^2}}; \quad i_{кр} = \sqrt{\psi^2 - \varepsilon^2}. \tag{2-88}$$

В режиме максимального $\cos\varphi$

$$\cos\varphi_{max} = \frac{1}{\sqrt{\psi^2 - \varepsilon^2}} = \frac{1}{\sqrt{x_0^* x_к^*}}, \quad i_{1m} = \sqrt{x_0^* x_к^*}. \tag{2-89}$$

Если рассматривать зависимости для якоря асинхронной машины при условии $\cos\varphi = \text{const}$, то они будут аналогичны зависимостям для якоря синхронной машины при условии постоянства реактивностей, так как постоянство $\cos\varphi$ может быть обеспечено только при сохранении постоянства реактивностей. В этом случае все закономерности изменения размеров и нагрузок в зависимости от мощности, скорости вращения и частоты, приведенные выше, сохраняют свой характер.

Однако в ряде случаев сохранить $\cos\varphi$ постоянным не удается, если невозможно, например, снизить величину воздушного зазора.

Для удобства дальнейшего изложения перейдем к системе единиц, принятой в предыдущих разделах — примем за единицу номинальный ток

якоря. С этой целью выразим реактивности в относительных единицах через номинальный ток якоря $I = I_н \cos\varphi$:

$$x^* = x\cos\varphi,$$

где x^* — реактивность в относительных единицах при $I_н = 1$, x — реактивность в относительных единицах при $I = 1$.

Подставив значения x_0 и $x_к$ в (2-87)—(2-89), после ряда преобразований получим следующий результат:

$$\cos\varphi_н = \frac{\sqrt{(x_0^2-1)(1-x_к^2)}}{x_0+x_к}, \quad M_{max} = \frac{x_0-x_к}{2x_0x_к}\frac{x_0+x_к}{\sqrt{(x_0^2-1)(1-x_к^2)}}. \qquad (2\text{-}90)$$

Но так как $\dfrac{\sqrt{(x_0^2-1)(1-x_к)^2}}{x_0-x_к} \approx 1$, то

$$\left.\begin{aligned}\cos\varphi \approx \frac{x_0-x_к}{x_0+x_к}; \quad M_{max} \approx \frac{x_0+x_к}{2x_0x_к} \approx \frac{1}{(\cos\varphi_н+1)\,x_к};\\ \cos\varphi \approx 1 - 1/(x_0M_{max}).\end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}91)$$

Особенностью проектирования асинхронных двигателей является то обстоятельство, что значение $\cos\varphi$ не может быть задано наперед, а определяется в процессе проектирования. Поэтому относительная масса или относительные потери на 1 *кв·а* и на 1 *квт* полной мощности отличаются не постоянным множителем, а переменным и, более того, заранее неизвестным. При проектировании асинхронных машин удобно относить массу и потери к 1 *квт* полной мощности. Поэтому введем в равенства (2-90), (2-91) вместо P значение $P_a = P\cos\varphi$, причем выразим $\cos\varphi$ приближенно:

$$\cos\varphi \approx \frac{1-\dfrac{x_к}{x_0}}{1+\dfrac{x_к}{x_0}} \approx \frac{1-\dfrac{2x_\sigma}{x_{am}+x_\sigma}}{1+\dfrac{2x_\sigma}{x_{am}+x_\sigma}} = \frac{x_{am}-x_\sigma}{x_{am}+3x_\sigma} = \frac{1-\dfrac{x_\sigma}{x_{am}}}{1+\dfrac{3x_\sigma}{x_{am}}},$$

отношение

$$\frac{x_\sigma}{x_{am}} = \frac{k_3\dfrac{A}{B_1}\dfrac{h_п}{\tau b_п/l} + \dfrac{k_4A^2\tau^3pf}{P_a/\cos\varphi}}{k_5\dfrac{A}{B_1}\dfrac{\tau}{\delta k_\delta}} = \delta k_C\left[a\frac{h_п}{\tau b_п/l} + \frac{bAB_1\tau^2pf}{P_a/\cos\varphi}\right] =$$

$$= \frac{\delta k_C}{\tau}a\frac{h_п}{\tau} + b\frac{\delta k_C}{l_1}.$$

Но так как

$$P_a/\cos\varphi = P = 2{,}82k_{об}pfB_1A\tau^2l_1, \quad h_п = k\sqrt{l}\,A,$$

то

$$\frac{x_\sigma}{x_{am}} = A\delta k_C\left[\frac{a\sqrt{l}}{\tau^3b_п/l} + \frac{bB_1\tau^2pf}{P_a/\cos\varphi}\right]. \qquad (2\text{-}92)$$

Во втором члене правой части можно пренебречь влиянием $\cos\varphi$, так как при малых значениях τ (и $\cos\varphi$) этот член мал, а при больших значениях τ коэффициент мощности близок к единице. Если $M_{max} = \text{const}$ ($x_к \approx 2x_\sigma = \text{const}$), то при ограничении по нагреву

$$x_\sigma = A^2\left[\frac{k_3\sqrt{l}}{B_1\tau b_п/l} + \frac{k_4\tau^3pf}{P_a/\cos\varphi}\right] = \text{const}.$$

Это достигается в общем случае, если

$$A=\sqrt{\frac{x_\sigma}{\frac{k_3\sqrt{l}}{B_1\tau b_п/l}+\frac{k_4\tau^3 pf}{P_а/\cos\varphi}}}. \qquad (2\text{-}93)$$

Минимум отношения x_0/x_{am} по τ, равно как и максимум A, легко получить, приравнивая нулю производную правой части (2-92) или знаменатель подкоренного выражения (2-93), при этом предполагается возможность изменения τ в широких пределах. Получаемые зависимости имеют аналогичный вид, отличаясь только постоянными множителями:

$$\tau=k\sqrt[4]{\frac{P_а n\sqrt{l}}{\cos\varphi f^2 (b_п/l)\,B_1}};\quad A=k\sqrt{\frac{x_\sigma B_1^{3/4}(P_а n)^{1/4}}{\sqrt{l}}};$$

$$\frac{x_\sigma}{x_{am}}\approx\frac{kfA\delta k_C}{\sqrt{P_а n b_п/l}}=kf^{3/4}\delta k_C\left(\frac{B_1}{P_а n}\right)^{3/}\sqrt{x_\sigma}\left(\frac{\sqrt{l}}{b_п/l}\right)^{1/};$$

$$\cos\varphi\approx\frac{1-\frac{kfA\delta k_C}{P_а n b_п/l}}{1+3\frac{kfA\delta k_C}{P_а n b_п/l}}=\frac{1-k'f^{3/4}\delta k_C\left(\frac{B_1}{P_а n}\right)^{3/4}\sqrt{x_\sigma}}{1+3k'f^{3/4}\sqrt{x_\sigma}\,\delta k_C\left(\frac{B_1}{P_а n}\right)^{3/4}}. \qquad (2\text{-}94)$$

Зависимость $\cos\varphi\ (f,\ Pn)$ можно приближенно аппроксимировать равенством $\cos\varphi\approx\cos\varphi_0\,(f_0/f)^{1/4}\,[Pn/(Pn_0)]^{1/12}$.

В случае ограничения по прочности

$$\tau\leqslant V_{окр\ max}/(2f),$$

или по диаметру

$$\tau\leqslant\frac{\pi D_{max}}{2p}=\frac{\pi Dn}{120f}$$

получить минимум x_σ/x_{am} по τ не удается.

В этом случае

$$\left.\begin{aligned}\frac{x_\sigma}{x_{am}}&=A\delta k_C\left[\frac{a\sqrt{l}}{b_п/l}f^2+\frac{bB_1}{Pn/\cos\varphi}\right]\\ \cos\varphi&=\frac{1-A\delta k_C\left(cf^2+\frac{bB_1}{Pn}\right)}{1+3A\delta k_C\left(cf^2+\frac{bB_1}{Pn}\right)}.\end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}95)$$

При $A=\text{const}\approx\cos\varphi_0\,(f_0/f)^{0,7}\,[Pn/(Pn_0)]^{0,4}$.

Если определять A из условия $x_\sigma=\text{const}$:

$$A=\sqrt{\frac{x_\sigma}{\frac{k_3\sqrt{l}}{B_1 b_п/l}f+\frac{k_4}{Pn/(\cos\varphi f)}}},$$

то для определенной частоты f_1 будет иметь место минимум знаменателя, при котором

$$f_1=\sqrt{\frac{2B_1(b_п/l)\,k_4}{Pnk_3\sqrt{l}}},\quad A_1=\sqrt{x_\sigma\sqrt{\frac{B_1(b_п/l)\,Pn}{8k_3k_4\sqrt{l}}}},$$

и

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{x_\sigma}{x_{\sigma n}} = k\,\frac{\delta k_C B_1^{5/4}}{(Pn)^{3/4}} \sqrt{x_\sigma} \sqrt{\frac{b_\text{п}/t}{\sqrt{t}}}\,;\\
&\cos\varphi \approx \frac{1 - \dfrac{k\delta k_C B^{5/4}}{(Pn)^{3/4}}}{1 + 3k\,\dfrac{\delta k_C B^{5/4}}{(Pn)^{3/4}}} = \frac{1 - k_1\delta k_C f_1^{1.5} B_1^{1/2}}{1 + 3k_1\delta k_C f_1^{1.5} B_1^{1/2}} \approx\\
&\approx \cos\varphi_0\,[Pn/(Pn_0)]^{1/8} \approx \cos\varphi_0\,(f_0/f_1)^{0.55},
\end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}96)$$

Таблица 2-4

Приближенное выражение основных характеристик якоря асинхронной машины в функции частоты при различных условиях

Относительная характеристика	Ограничение по нагреву ($x_\sigma = x_{\sigma\,min}$, $\tau = var$)	Ограничение по нагреву и по прочности ($f = f_1$, $A = A_1$, $x_\sigma = const$)
Масса		
обмотки	$\frac{1}{f^{3/8}(Pn)^{1/2}}\left[\frac{k_1}{B_1^{3/4}(Pn)^{1/8}} + \frac{k_2\sqrt{x_\sigma}\,B_1^{5/8}}{f^{1/2}}\right]$	$\frac{1}{f}\left[\frac{k_1}{B_1} + \frac{k_2\sqrt{x_\sigma}\,B_1^{1/4}}{(Pn)^{3/4}}\right]\left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{0.55}$
зубцов	$\frac{k}{f^{3/8}B^{3/4}\sqrt{x_\sigma}\,(Pn)^{1/3}}$	$\frac{k}{B_1}\left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{0.55}$
ярма	$\frac{k}{B_1^{11/8}f^{5/8}(Pn)^{1/5}\sqrt{x_\sigma}}$	$\frac{k}{B^{11/8}f_1^{0.2}\sqrt{x_\sigma}\,Pn^{1/8}f_0^{0.55}}$
Потери		
в обмотке	$\frac{f}{f^{3/8}(Pn)^{1/2}}\left[\frac{k_1}{B_1^{3/4}(Pn)^{1/8}} + \frac{k_2\sqrt{x_\sigma}\,B_1^{7/8}}{f^{1/2}}\right]$	$f\left[\frac{k_1}{B_1} + \frac{k_2\sqrt{x_\sigma}\,B_1^{1/4}}{(Pn)^{3/4}}\right]\left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{0.55}$
в зубцах	$\frac{kB_1^{5/4}f^{9/8}}{(Pn)^{1/3}}$	$k_1B_1f_1^{1.5}\left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{0.55}$
в ярме	$\frac{kB_1f^{7/8}}{\sqrt{x_\sigma}\,(Pn)^{1/5}}$	$\frac{kB_1^{5/8}f_1^{3/4}}{\sqrt{x_\sigma}\,(Pn)^{1/8}}\left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{0.55}$
механические	$\frac{kf^{11/8}(Pn)^{7/24}}{B_1^2\sqrt{x_\sigma}}$	$\frac{k}{(Pn)^{1/4}B_1^{5/4}\sqrt{x_\sigma}}\left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{0.55}$

В табл. 2-4 приведены зависимости относительных масс и потерь для этих двух основных видов зависимостей — без ограничения по прочности и с ограничением. Потери и масса отнесены к активной мощности P_a. Во втором случае имеет место минимум массы на 1 *квт* при частоте f_1, зависящей от мощности и скорости вращения (f_1 растет с увеличением мощности), в первом случае — по диаметру. На рис. 2-5 приведены примеры изменения размеров, массы и потерь.

Интересно отметить, что масса и потери в обмотке имеют при каждой частоте или каждом значении Pn минимум по значению индукции, соответствующий минимуму длины витка обмотки.

Пользуясь приведенными выше формулами, легко найти минимум массы при ограничении по прочности. Если этого ограничения нет, необходимо ввести ограничение по к. п. д., с учетом которого характер зависимости веса от частоты и мощности изменяется. К сожалению, из выражения для к. п. д. невозможно получить аналитически зависимость индукции от частоты, которая давала бы постоянство к. п. д., однако если принять $B_1 \approx$

$= k/f^m$, где $m = \frac{1}{2} \div 1$, то потери в сердечнике и в пазовой части обмотки, так же как и масса этих частей будут изменяться незначительно с частотой, причем при $m = 1/2$ масса практически не меняется, но к. п. д. с увеличением частоты падает за счет роста потерь в стали, а при $m \approx 1$ потери в меди и стали не возрастают, но масса увеличивается с ростом частоты. Механические потери возрастают с частотой во всех случаях, и их увеличение заставляет ограничивать повышение частоты.

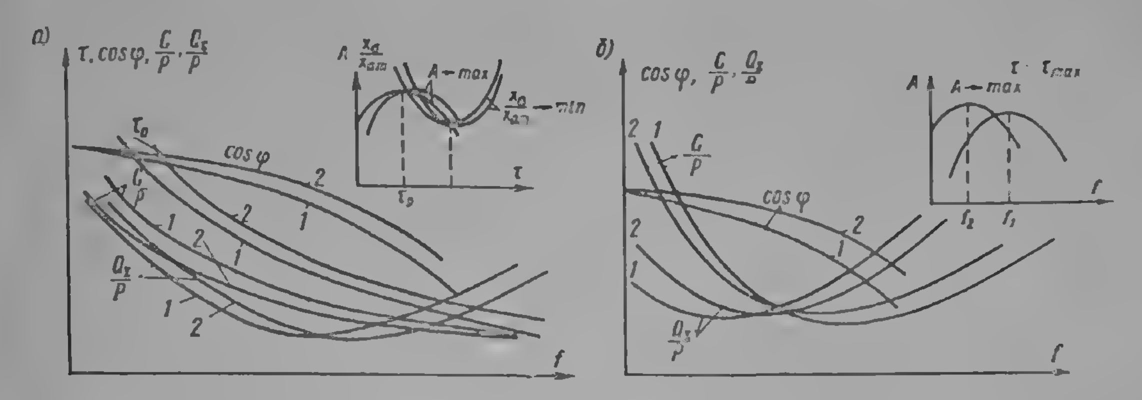


Рис. 2-5. Зависимость характеристик якоря от частоты: *а* — нет ограничений по прочности, $\frac{x_э}{x_{am}} \to \min$; *б* — ограничение по прочности $A \to \max$

Кривые *1* соответствуют значению P_1n_1, кривые *2* — P_2n_2, причем $P_2n_2 > P_1n_1$

Минимум потерь. При отсутствии тепловых ограничений основное влияние на изменение геометрии, а также технико-экономических показателей оказывают ограничения по реактивностям и потерям. Первые были рассмотрены выше достаточно подробно, теперь остановимся на вторых применительно к якорю машины переменного тока.

Рассматривая выражения для относительных потерь (§ 2-1), легко убедиться, что при постоянной частоте они могут быть разделены на следующие группы:

1. Потери, пропорциональные отношению B_1/A. К этим потерям относятся все потери в сердечнике при холостом ходе (основные и добавочные).

2. Потери, пропорциональные отношению A/B_1. К ним относятся потери в обмотках, пропорциональные квадрату тока нагрузки, а также добавочные потери в сердечнике при коротком замыкании [им в формулах (2-19)—(2-20) соответствует множитель $x_д^2$].

3. Потери, не зависящие от A и B_1. К ним относится часть потерь в обмотках возбуждения синхронных машин и якорей асинхронных машин, ток которых содержит две составляющие: ток холостого хода I_0, пропорциональный B_1, и ток нагрузки I_1, пропорциональный A. Квадрат суммарного тока содержит член, пропорциональный AB_1, который, будучи отнесен к мощности, дает член, не зависящий от A и B_1.

4. Потери, обратно пропорциональные AB_1, — механические.

При переменной частоте также можно выделить составляющие относительных потерь, пропорциональные или обратно пропорциональные частоте в степени от 0,5 до 2.

Кроме нагрузки j, A, B_1 и частоты f, в формулы для потерь входят геометрические размеры и параметры, характеризующие свойства материалов (удельные сопротивления, удельные потери и т. п.). Для геометрически подобных машин отношения размеров, являющиеся коэффициентами при нагрузках в формулах для потерь, постоянны; размеры, входящие в эти формулы, могут быть определены из общего уравнения для мощности.

Ниже мы рассмотрим закономерности изменения размеров и нагрузок, вытекающие из условий постоянства или минимума суммы относительных потерь или отдельных составляющих этой суммы.

При неизменной геометрии и частоте найдем электромагнитные нагрузки и, следовательно, мощность, при которой достигается наименьшая относительная сумма потерь:

$$\frac{\sum Q}{P} = \frac{A}{B_1} c_1 + \frac{B_1}{A} c_2 + c_3 + \frac{c_4}{AB_1} = \min,$$

$$\frac{\partial}{\partial A}\frac{\sum Q}{P} = \frac{c_1}{B_1} - \frac{b_1}{A^2} c_2 - \frac{c_4}{A^2 B_1} = \frac{c_1}{B_1} - \frac{1}{A^2}\left(B_1 c_2 + \frac{c_4}{B_1}\right) = 0,$$

$$\frac{\partial}{\partial B_1}\frac{\sum Q}{P} = -\frac{Ac_1}{B_1^2} + \frac{c_2}{A_1} - \frac{c_4}{AB_1^2} \quad \frac{c_2}{A} - \frac{1}{B^2}\left(AB_1 + \frac{c_1}{A}\right) = 0.$$

Умножив для совместного решения первое уравнение на A, второе — на B_1 и вычтя второе из первого, получим условие экстремума, которое (по Лагранжу) приводит к экстремуму, только когда $\frac{c_4}{AB_1} = 0$, т. е. при $P = \infty$ $A/B_1 = \sqrt{c_2/c_1}$.

Следовательно, относительный минимум потерь достигается при пропорциональном увеличении A и B_1.

Ограничение одной из нагрузок, A или B_1, приводит к абсолютному минимуму. При условии $(B_1 = B_{1\max} = \text{const})$

$$A = \sqrt{(B_1^2 c_2 + c_4)/c_1}. \qquad (2\text{-}97)$$

Относительные потери при $B < B_{\max}$ составляют

$$\frac{\sum Q}{P} = 2\sqrt{c_1 c_2} + c_3 + \frac{c_4}{AB_1};$$

при $B = B_{\max}$

$$\frac{\sum Q}{P} = 2\sqrt{\left(c_2 + \frac{c_4}{B_{\max}^2}\right) c_1} + c_3 = \text{const}. \qquad (2\text{-}98)$$

Как видно из изложенного, достаточное условие минимума относительных потерь или их постоянства — это постоянное соотношение между потерями, пропорциональными A/B_1 и B_1/A, или, что то же самое, постоянства отношения A/B_1.

Однако возможно одновременно с изменением нагрузок изменять и геометрию машины, т. е. коэффициенты c_1, c_2, c_3 и c_4, обеспечивая тем самым постоянство или минимум относительных потерь.

Возможно получить экстремум по некоторым геометрическим размерам ($h_п$, τ, t), входящим в выражения для относительных потерь как при постоянных нагрузках A и B_1, так и при одновременном изменении размеров и нагрузок, например определить условия минимума основных и добавочных потерь в пазовой части обмотки (см. главы 4 и 7).

2-3. ПРАКТИЧЕСКОЕ ПОСТРОЕНИЕ РЯДОВ ГЛАВНЫХ РАЗМЕРОВ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Технологические ограничения, снижающие номенклатуру типоразмеров обмоточных проводов и других полуфабрикатов и уменьшающие количество типов инструмента, оснастки и приспособлений, приводят к тому, что на практике плавные зависимости изменения размеров от мощности и скорости вращения заменяются ступенчатыми. При серийном изготовлении машин (а в настоящее время даже крупные машины изготовляются сериями) и при индивидуальном изготовлении, если предвидится выпуск подобных машин в будущем, их проект разрабатывается так, чтобы каждому диаметру сердечника соответствовало несколько длин и несколько мощностей.

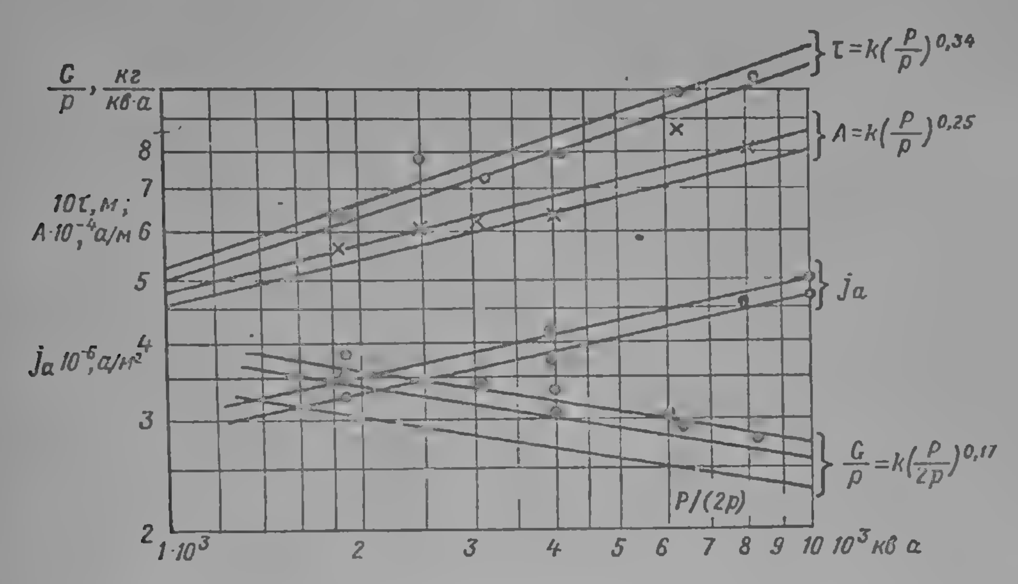


Рис. 2-6. Зависимость размеров и нагрузок синхронных компенсаторов от мощности на полюс

При этом определенная длина на данном диаметре сердечника позволяет реализовать заданную мощность при минимальной затрате материалов или максимальном к. п. д., при остальных длинах приходится отступать от оптимума. Кроме того, размеры пазов ограничиваются несколькими комбинациями высоты и ширины, с тем чтобы уменьшить количество обмоточной оснастки и диапазон применяемых сечений проводов.

Однако если построить зависимости главных размеров и нагрузок от мощности на полюс или от полюсного деления, то, несмотря на разброс, границы зоны изменения размеров и нагрузок довольно хорошо соответствуют приведенным выше теоретическим зависимостям.

В качестве примера на рис. 2-6—2-9 приведены зависимости размеров от P/p или от $P/(2p)$ для различных серий электрических машин отечественных заводов и зависимости суммы потерь и удельного расхода активных материалов для тех же серий машин. Существенный разброс конкретных значений размеров относительно середины зоны их изменения свидетельствует о том, что относительно небольшие отклонения от экстремальных зависимостей не оказывают заметного влияния на технико-экономические показатели: ширина зоны изменения суммы потерь и удельного расхода активных материалов, как правило, меньше, чем зоны изменения полюсного деления и длины. Иначе говоря, экстремумы в большинстве случаев достаточно размытые.

Анализируя данные рис. 2-6—2-9, можно убедиться, что отрезки серий, в которых конструктивный ряд построен с достаточным возрастанием линейной нагрузки, по мере увеличения мощности и полюсного деления обладают существенными экономическими преимуществами.

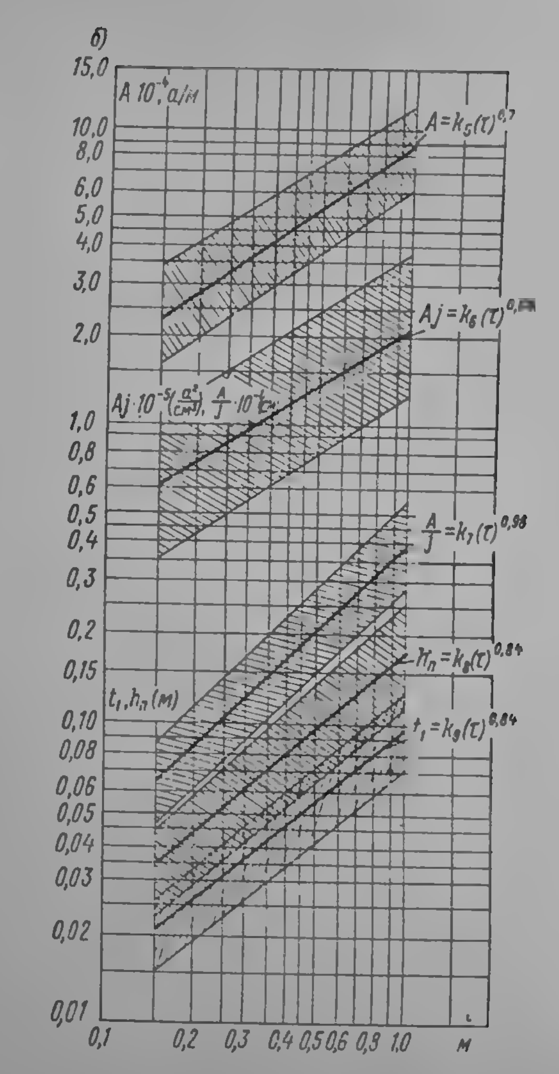


Рис. 2-7. Зависимость основных размеров, нагрузок и параметров гидрогенераторов от мощности на полюс (*а*) и от полюсного деления (*б*)

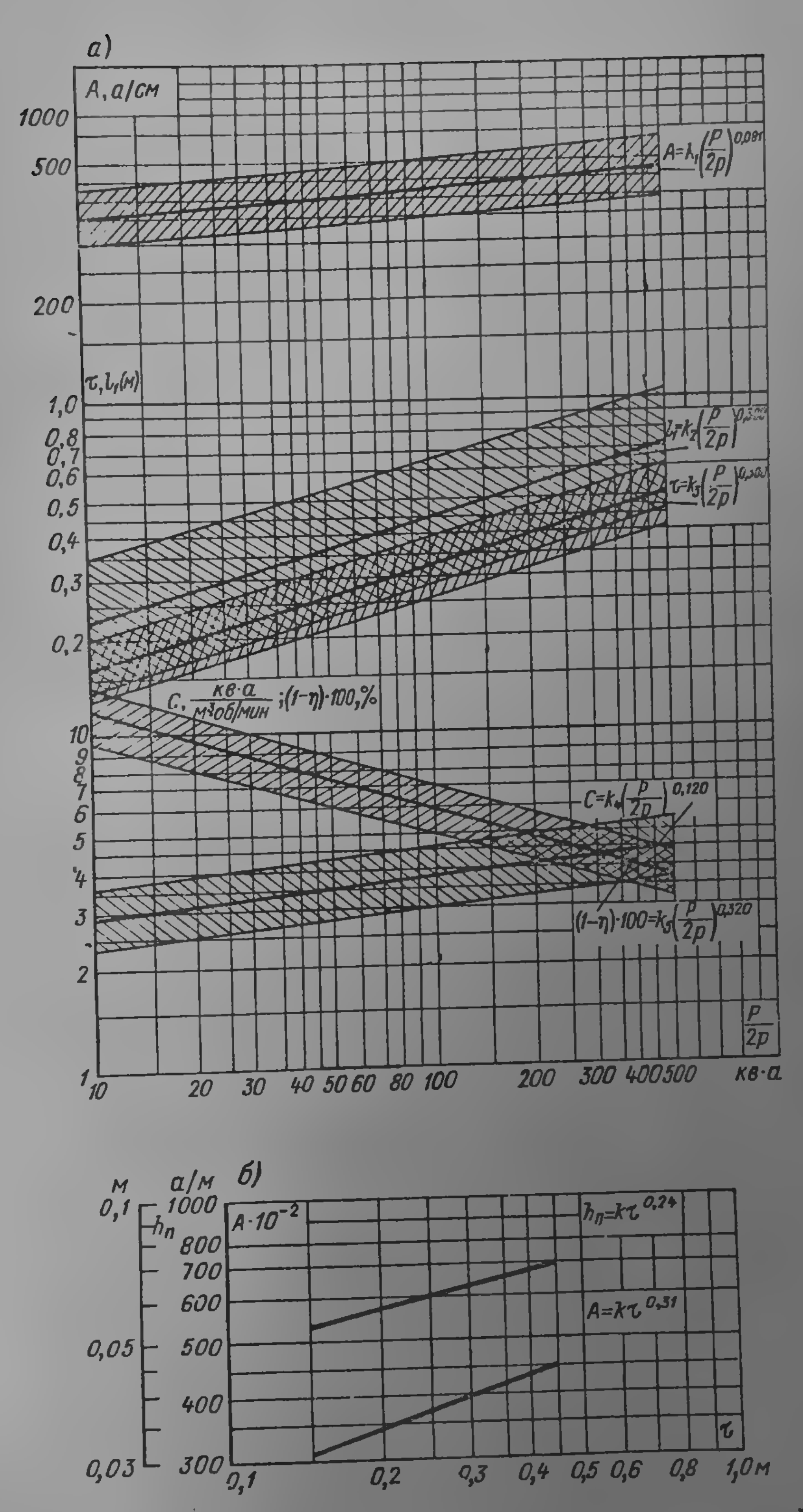


Рис. 2-8. Зависимость размеров, показателей и нагрузок различных серий синхронных машин от мощности на полюс или на пару полюсов и от полюсного деления: *а*, *б* — серии СДН и СГН

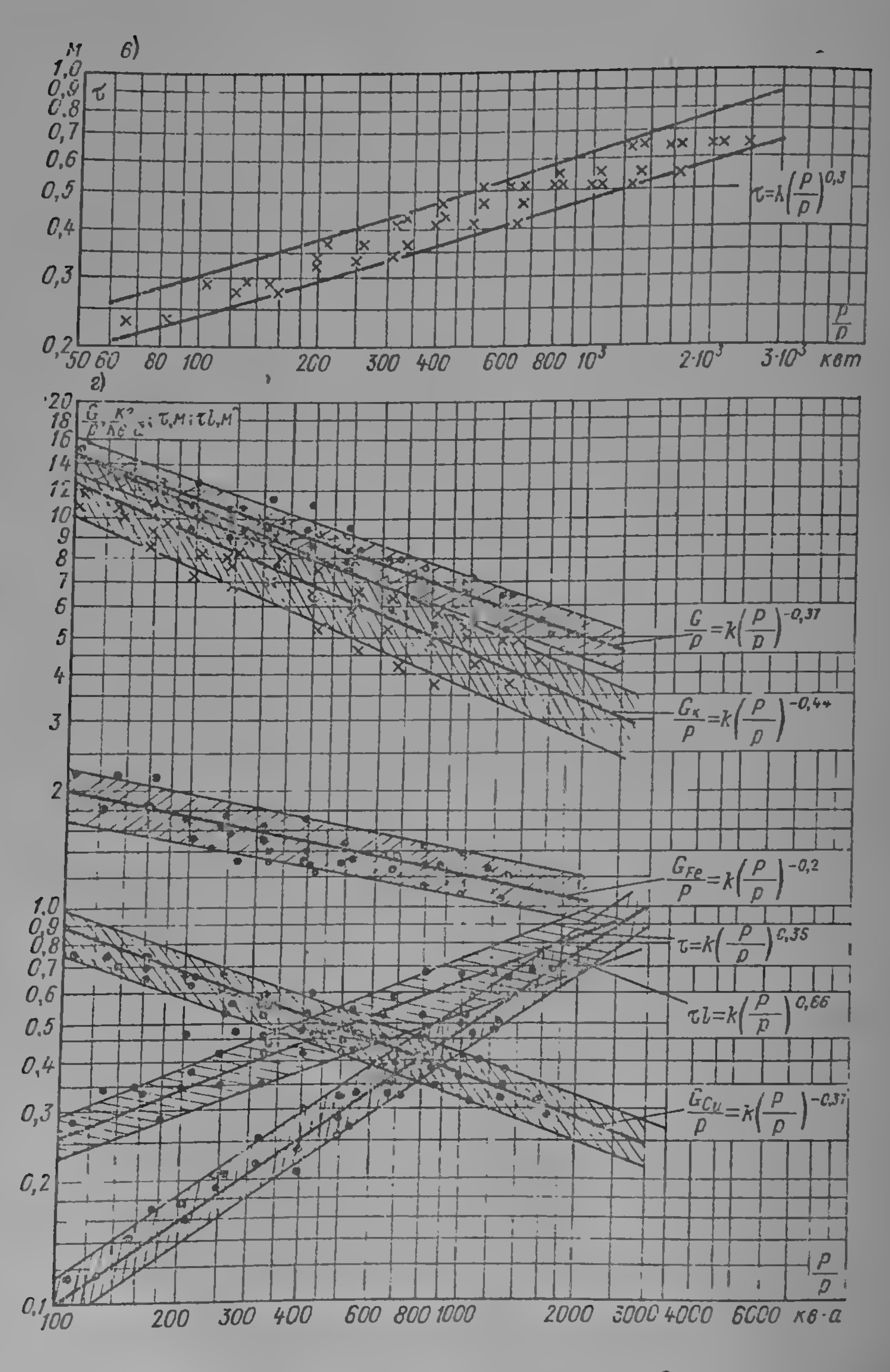


Рис. 2-8, *в* — серия крупных асинхронных машин на напряжение 6 *кв*; *г* — то же, на напряжение 10 *кв*

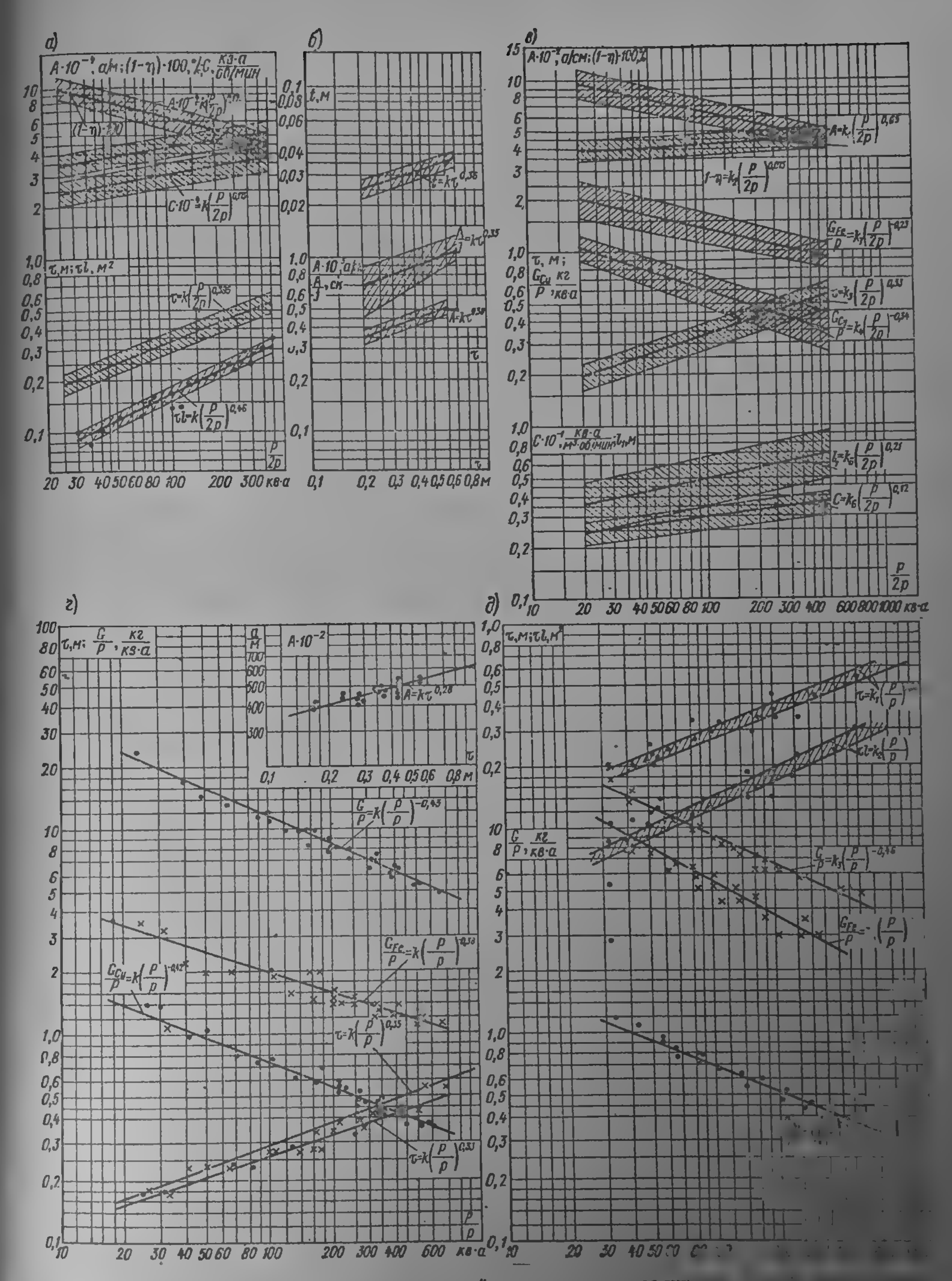


Рис. 2-9. Зависимость размеров, показателей и нагрузок раз... машин от мощности на полюс и от полюсного деления: а, б — ... до 1960 г., в — то же, для двигателей с контактными коль... (с... более современных серий крупных асинхронны...

2-4. ВЛИЯНИЕ СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ НА ИСПОЛЬЗОВАНИЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Как уже отмечалось выше, при выводе основных уравнений и исследовании различных способов формирования конструктивных рядов увеличение интенсивности теплопередачи позволяет увеличивать мощность практически пропорционально четвертой степени линейных размеров при постоянстве реактивностей и, до известного предела, относительных потерь. Однако когда ограничения по механической прочности не позволяют увеличивать размеры выше определенных значений и насыщение магнитной цепи не дает возможности поднять индукцию, увеличение единичной мощности сопровождается возрастанием реактивностей рассеяния и потерь в обмотках, причем последнее приводит к снижению к. п. д. Даже относительно небольшое возрастание индукции и окружной скорости дает возможность резко увеличить мощность (так, возрастание индукции и окружной скорости на 1... позволяет повысить единичную мощность при тех же параметрах и к. п. д. в 1,6 раза). Интенсификация теплопередачи за счет применения более совершенных систем охлаждения позволяет повысить электромагнитные нагрузки, а за счет лучшего использования активного слоя ротора — также и окружную скорость, но свыше известных пределов повышение окружной скорости ограничивается при традиционной конструкции нагрузками от собственных центробежных сил, а повышение использования — ростом потерь в обмотках, составляющих основную долю всех потерь.

Рассмотрим возможность увеличения использования за счет интенсификации охлаждения на условном примере турбогенератора (хотя аналогичные выводы могут быть сделаны для любого типа машины) и определим его максимальную возможную мощность

$$P_{\max} = 0{,}116 k_{об} D_{\max}^2 l_{\max} n A_{\max} B_{\max}. \tag{2-99}$$

Ограничение по механической прочности

$$D_{2\max} = D_{1\max}\left(1 - \frac{2\delta}{D_1}\right) = \frac{60 v_{кр\max}}{\pi n} = \frac{60}{\pi n}\sqrt{\frac{\sigma_{r\max}}{\psi}}, \tag{2-100}$$

где ψ для наиболее напряженного узла — бандажа зависит от собственных центробежных сил и центробежных сил обмотки:

$$\psi = \frac{k_v^2}{g}\left[\gamma_б\left(1 + \frac{2d_б}{D_2}\right) + \frac{\gamma_{об} d_2\left(1 - \frac{2d_2}{D_2}\right)}{d_б}\right]. \tag{2-101}$$

Здесь g — ускорение силы тяжести, k_v — коэффициент угона, $\gamma_б$ и $\gamma_{об}$ — плотность материалов бандажа и обмотки, $d_б$ и d_2 — толщина бандажа и обмоточного слоя,

$$d_2 = \frac{A_2}{j_2} = \frac{A_1 \frac{2}{3} k_{об1} k_н}{k_{об2} j_2 \left(1 - \frac{2\delta}{D_1}\right)}\sqrt{\left(\frac{\cos\varphi}{x_{ad}}\right)^2 + \left(\frac{\cos\varphi - x_\sigma}{x_{ad}}\right)^2}, \tag{2-102}$$

так что

$$\left.\begin{aligned} \psi &\approx \frac{k_v^2}{g}\left[\gamma_б\left(1 + \frac{2d_б}{D_2}\right) + \frac{\gamma_{об} A_1 k_н \varphi'}{j_2 d_б}\right], \\ &\text{где} \\ \varphi' &= \frac{2}{3}\frac{k_{об1}}{k_{об2}}\sqrt{\left(\frac{\cos\varphi}{x_{ad}}\right)^2 + \left(\frac{\sin\varphi - x_\sigma}{x_{ad}}\right)^2}. \end{aligned}\right\} \tag{2-103}$$

Учитывая, что длина ротора связана с его диаметром постоянным соотношением

$$l_{2\max} = l_{1\max} \approx 7D_2 = 7D_1\left(1 - \frac{2\delta}{D_1}\right), \tag{2-104}$$

получаем

$$P_{max} = 0{,}116 k_{об} D_1^3 l \left(1 - \frac{2\delta}{D_1}\right) A_1 B_1 n = \frac{5650 k_{об}}{n^2 \left(1 - \frac{2\delta}{D_1}\right)^2} \left[\frac{\sigma_{t\ max}}{\psi}\right]^{3/2} A_1 B_1. \quad (2\text{-}105)$$

Значение d_2, от которого, по существу, зависит в сильной степени ограничение по механической прочности ротора $\psi^{3/2}$, можно ввести в формулу (2-105) в явном виде:

$$\psi = a + b\frac{d_2}{d_б} = a + b\varphi' k_{н1} \frac{A_1}{j_2} \quad (2\text{-}106)$$

и

$$P_{max} = \frac{5650 k_{об}}{n^2\left(1 - \frac{2\delta}{D_1}\right)^2} \left[\frac{\sigma_{t\ max}}{a + b\varphi' \frac{A_1}{j_2} k_н}\right]^{3/2} A_1 B_1. \quad (2\text{-}107)$$

Максимальное допустимое значение плотности тока в машинах с применяемыми в настоящее время системами охлаждения определяется максимальной допустимой скоростью роста температуры при перегрузках $c_т$ и связанной с ней опасностью чрезмерного превышения температуры и термомеханических деформаций или, при испарительных системах охлаждения, максимальным допустимым практическим значением теплового потока w (например, переход пузырькового кипения в пленочное).

В первом случае

$$j_{max} \leqslant \sqrt{\frac{c_т C}{\rho\left(k_п^2 - 1\right)}}, \quad (2\text{-}108)$$

во втором случае

$$j_{max} \leqslant \sqrt{\frac{wS}{\rho\left(k_п^2 - 1\right)}}. \quad (2\text{-}109)$$

Здесь ρ — удельное электросопротивление, $k_п$ — кратность перегрузки, C — удельная теплоемкость, S — относительная поверхность теплопередачи (отношение периметра к средней толщине): $S = \Pi/d$.

Если учесть, что второй член в (2-106) составляет 30—50% значения ψ, то получается, что увеличение допустимой плотности тока в роторе в 2 [illegible] увеличивает предельную возможную по условиям прочности мощность в 1,[illegible]—1,6 раза, а увеличение плотности тока в 10 раз или больше позволяет [illegible]сить мощность при том же материале несущего узла в 1,7—2,8 ра[illegible]

Линейная нагрузка якоря A_1 ограничена в основном значением [illegible]ности рассеяния, а индукция B_1 — насыщением магнитной цепи[illegible]

Для машин с зубчатым сердечником, если принять, что ог[illegible] является значение реактивности пазового рассеяния

$$x_{п\ max} \approx \frac{2{,}5\cdot 10^{-6}\cdot 60}{\pi D n} \frac{A_1^2}{B_1} \left(\frac{t_1}{b_п}\right)^2 \frac{f}{j_1 k_з};$$

$$A_{max} \approx \frac{b_п}{t} \sqrt{\frac{4\cdot 10^5}{f} \frac{B_1 k_з j_{1\ m}[illegible]}{\left(1 - [illegible]\right)} [illegible]}$$

Для машин с беззубчатым сердечником п[illegible] в зазоре

$$x_{п\ max} \approx 2\cdot 10^{-6} \frac{A}{B_1} \frac{2\delta f\cdot 60}{\pi D n}; \quad A_{max} = [illegible]$$

Как следует из уравнений (2-110) и (2-111), с учетом того, что коэффициент ψ зависит от отношения A_1/j_2, предельные значения реактивностей $x_п$, отношения A_1/B_1 и A_1 зависят от плотностей тока и в конечном счете — от интенсивности тепловыделения и теплоотдачи (если не принимать во внимание значения потерь). С учетом этого последнего ограничения мы получим для машин с зубчатым якорем

$$P_{max} \approx \frac{3{,}6 \cdot 10^6 k_{об}}{n^2} \left(\frac{b_п}{t}\right)\left(\frac{x_п j_1 k_з}{f}\right)^{1/3} \left(\frac{\sigma_t}{\psi}\right)^{7/4} B_1^{3/2} \left(1 - \frac{2\delta}{D_1}\right)^{-5/2} в \cdot а \quad (2\text{-}112)$$

и для машин без зубцовых сердечников

$$P_{max} \approx \frac{1420 \cdot 10^6 k_{об}}{n^2} \frac{x_п}{f\delta} \left(\frac{\sigma_t}{\psi}\right)^2 B_1^2 \left(1 - \frac{2\delta}{D_1}\right)^{-3} в \cdot а. \quad (2\text{-}113)$$

Коэффициент ψ зависит от свойств материалов и конструкции ротора, от отношения A_1/j_2, от x_{ad} и коэффициента насыщения. Из (2-112) и (2-113) следует, что для повышения максимальной возможной единичной мощности при ограничениях по прочности и параметрам необходимо увеличивать плотности тока в обмотках и, следовательно, интенсивность охлаждения, индукцию в зазоре, улучшать механические свойства материалов и конструкцию ротора. Увеличение плотностей тока в обмотках ограничивается, с одной стороны, как уже отмечалось, тепловыделением, а с другой стороны — относительными потерями (Q_{Cu}/p), хотя увеличение последних вследствие роста плотности тока может быть скомпенсировано увеличением индукции в зазоре.

При учете всех условий можно считать, что наибольшее повышение единичной мощности обеспечивается испарительными системами охлаждения, так как они позволяют повысить плотности тока в наибольшей степени при сохранении постоянства температуры обмотки в пределах расчетных перегрузок и иметь минимальное отношение сечения канала к полезному сечению обмотки.

Как показывает опыт генераторостроения, механические свойства поковок роторов улучшаются значительно медленнее, чем требуется для обеспечения экономически обусловленного роста единичной мощности. Усовершенствования систем охлаждения практически обеспечивает нужный рост нагрузок. Увеличение относительных потерь и снижение кратностей возможных перегрузок является серьезным препятствием для повышения единичной мощности, а значительное повышение индукции не имеет смысла в машинах со стальными сердечниками.

В связи с этим появилась идея повышения единичной мощности за счет снижения температуры обмоток и уменьшения потерь в них посредством применения материалов, для которых снижение температуры дает резкое падение сопротивления: сверхпроводников и чистых металлов.

Основания к этому следующие. Сверхпроводимость, открытая Камерлинг-Оннесом в 1911 г., заключается в полном исчезновении сопротивления постоянному току у некоторых элементов и соединений, наступающим скачком при некоторой (критической) постоянной для данного материала температуре. Состояние сверхпроводимости зависит от напряженности магнитного поля, в котором находится сверхпроводник, и при некотором ее значении не может быть достигнуто (критическая напряженность поля).

Критические параметры сверхпроводника ($H_к$, $T_к$) связаны между собой, и эта связь выражается диаграммой, подобной приведенной на рис. 2-10, *а*.

В состоянии сверхпроводимости для сверхпроводников I рода (чистые элементы), наступающим резким скачком (рис. 2-10, *б*, кривая *1*), имеет место полное вытеснение магнитного поля из объема сверхпроводника (эффект Мейснера). В сверхпроводниках II рода магнитное поле частично проникает в сверхпроводник, переход в сверхпроводящее состояние не такой резкий и критические параметры значительно выше. Сверхпроводники II рода — это соединения.

В состоянии сверхпроводимости по сверхпроводнику может без потерь протекать очень большой ток: в настоящее время известны соединения (ниобий—олово, ниобий—цирконий, ниобий—титан, ванадий—галлий), которые при температуре 12—18° К и внешнем поле 40—100 *ка/см* выдерживают плотность тока до 10^5—10^6 *а/см*². Из таких соединений выполняются электромагниты с сильными магнитными полями в большом объеме, и это экономически выгодно, так как затраты на поддержание холода оказываются ниже потерь энергии в электромагните с медной обмоткой при комнатной температуре [2—7].

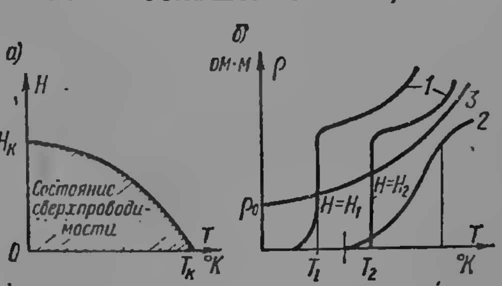


Рис. 2-10. Характеристики сверхпроводников и чистых металлов при низких температурах: *а* — критические параметры сверхпроводника; *б* — зависимость сопротивления постоянному току для различных материалов

1 — сверхпроводники I рода в различных полях. *2* — сверхпроводники II рода. *3* — чистые металлы (ρ_0 — остаточное сопротивление)

Кроме сверхпроводников, в обмотках электрических машин могут использоваться особо чистые металлы (медь, алюминий, бериллий), сопротивление которых со снижением температуры падает до очень низкой величины — так называемого остаточного сопротивления ρ_0, значение которого определяется в основном примесями и дефектами кристаллической решетки (рис. 2-10, *б*, кривая *3*). Если по оси ординат откладывать сумму потерь в самом проводнике, падающих со снижением температуры, с учетом притока тепла извне, увеличивающегося со снижением температуры, то получатся кривые, показанные на рис. 2-11: *1* — для сверхпроводника и *2* — для чистого металла.

Начиная с некоторой температуры $T_э$, затраты энергии на поддержание холода, равные сумме потерь в обмотке и притока тепла извне, поделенные на к. п. д. холодильной установки (падающий с уменьшением рабочей температуры):

$$P_{х.\,у} = \frac{Q_{об} + Q_{вн}}{\eta_{х.\,у}}, \qquad (2\text{-}114)$$

становятся меньше потерь в обмотке при комнатной температуре, и, следовательно, охлаждение обмотки становится экономически целесообразным. Оптимальная рабочая температура $T_{опт}$ соответствует минимуму этих затрат.

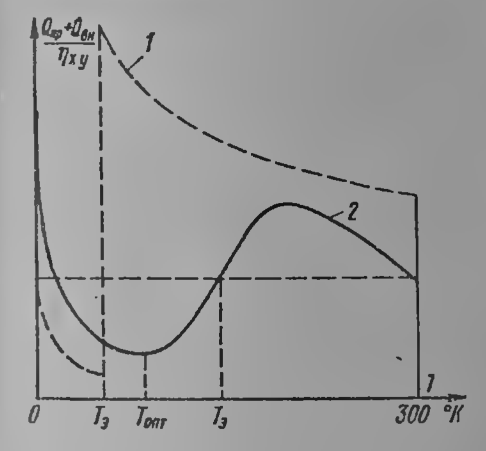


Рис. 2-11. Зависимость суммарных потерь (потери в проводнике и потери на охлаждение) для обмотки из сверхпроводника (кривая *1*) и из чистого металла (кривая *2*) от абсолютной температуры

Для обмотки постоянного тока наиболее выгодно применение сверхпроводников: во-первых, потери в них сводятся только к затратам на поддержание холода ($Q_{об} = 0$), во-вторых, плотность тока в них на 2 порядка может превышать плотность тока в обычной обмотке. Следовательно, коэффициент ψ в формуле (2-113) при прочих равных условиях будет меньше, а максимальная возможная мощность больше.

В обмотках якорей переменного тока возможно применение как сверхпроводников (хотя потери в них на переменном токе достаточно велики), так и чистых металлов. Первые, по-видимому, обладают преимуществами на низкой частоте, когда потери в них малы и поля относительно невелики (машины со стальными сердечниками). Вторые могут применяться в сильных полях промышленной частоты [2—7]. Последнее позволяет использовать чистые металлы в конструкциях машин без стальных сердечников с повышенной индукцией в зазоре. Одним из наиболее подходящих материалов

является чистый алюминий, причем согласно уравнению (4-105) его толщина должна быть минимальной возможной. Максимальная возможная индукция в зазоре ограничивается в такой конструкции критическим полем ротора, в точке наибольшей индукции. Для цилиндрической обмотки

$$B_{1\max} = \frac{B_{кр}\left(1 - \frac{2p\delta}{D_1}\right)^2}{\sqrt{\cos^2\varphi + (x_d + \sin\varphi)^2}}. \tag{2-115}$$

Не останавливаясь подробно на возможных конструкциях турбогенераторов с обмотками из сверхпроводников и чистых металлов, описываемых в литературе [2—7, 2—8, 2—6], а также на вопросах теории этих машин, отметим, что для одного из вариантов такой конструкции с полым немагнитным ротором и статором без зубчатого сердечника применение современных материалов позволяет получить единичную мощность примерно на порядок больше, чем у «теплого» турбогенератора в тех же габаритах. При этом линейная нагрузка увеличивается в 2—3 раза, индукция в зазоре — в 2 раза, коэффициент ψ уменьшается в 1,4 раза, плотности тока возрастают в якоре в 3—4 раза, в индукторе — на порядок.

В специфической конструкции (без сердечника) магнитной цепи, если реактивности рассеяния оставить неизменными, x_d уменьшится примерно на порядок. При этом к. п. д. генератора может быть сохранен на достигнутом уровне или даже повышен, чего нельзя добиться, просто увеличивая интенсивность теплопередачи и поверхность охлаждения без изменения свойств материалов.

Однако в ряде случаев критерием оптимального решения задачи проектирования является не к.п.д., а максимальная мощность в заданных габаритах или минимальные габариты при заданной мощности, для получения которых необходимо увеличить интенсивность теплообмена (см. главы 4 и 7).

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

МАГНИТНАЯ ЦЕПЬ

3-1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Магнитная цепь машины переменного тока образуется за счет сердечников статора и ротора. Воздушный зазор, расположенный между этими двумя частями, играет большую роль в определении параметров и технико-экономических показателей машины.

В связи с тем что обмотки обтекаются токами, в активных и частично конструктивных элементах машины возбуждаются магнитные поля. С точки зрения упрощения физической картины и электромагнитного расчета разделяют магнитные поля в машине на основное поле и поля рассеяния.

Основное магнитное поле создается с целью индуктирования в рабочей обмотке необходимой э. д. с. Поля рассеяния сопутствуют протеканию по обмоткам токов.

Магнитная цепь предназначается для создания пути основного потока. С этой целью сердечники ротора и статора выполняются из хорошо проводящих магнитных материалов.

Поля рассеяния в электрических машинах в основном проходят по воздуху, однако в какой-то мере они замыкаются и через сердечники и таким образом частично нагружают их.

Основной магнитный поток всегда вращается относительно якоря и, следовательно, относительно его сердечника. Относительно индуктора основной поток в синхронных машинах неподвижен, а в асинхронной машине вращается относительно ротора со скоростью скольжения.

В соответствии с этим должны предъявляться требования к конструкции сердечников якоря и индуктора. Сердечник якоря должен выполняться из шихтованной электротехнической стали с изолированными друг от друга листами. Индуктор может быть выполнен из обычной конструктивной или листовой малолегированной стали.

Основное поле машины под нагрузкой возбуждается за счет взаимодействия токов во всех обмотках. Построение поля под нагрузкой является довольно сложной задачей. Поэтому в практике проектирования и расчета очень часто рассматривают поля в режиме холостого хода при номинальном напряжении и в режиме установившегося короткого замыкания при номинальном токе якоря.

Результирующее поле не может быть, строго говоря, найдено наложением двух этих режимов из-за нелинейной связи между индукцией и напря-

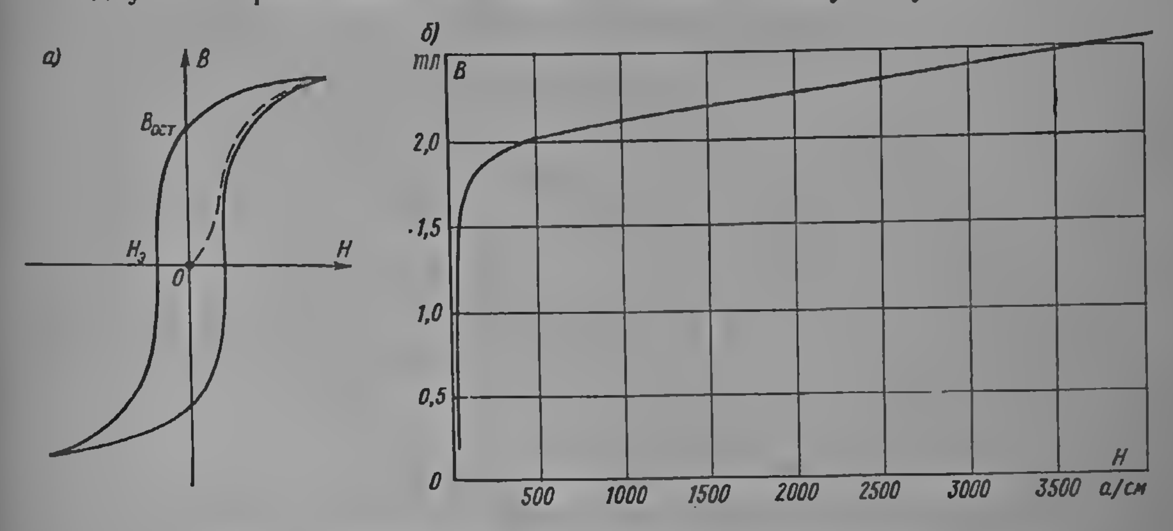


Рис. 3-1. Петля гистерезиса (*а*) и кривая намагничивания роторной стали (*б*)

женностью магнитного поля в ферромагнитных сердечниках. Тем не менее, многие практические методы расчета с успехом базируются на приближенных методах наложения.

Проектирование и расчет магнитной цепи связан с построением или определением магнитных полей и определением интенсивности их на отдельных участках магнитопровода.

Основной зависимостью, связывающей магнитную индукцию и напряженность магнитного поля H, является следующая: $\mu = B/H$, где μ — магнитная проницаемость среды.

Магнитная проницаемость ферромагнитных материалов обычно записывается в виде: $\mu = \mu_0 \mu_e$, где μ_0 — магнитная проницаемость пустоты, μ_e — относительная магнитная проницаемость.

Если индукция B выражается в *тл*, а напряженность магнитного по[illegible] в *а/м*, то магнитная проницаемость пустоты будет $\mu_0 = 0{,}4\ \pi \cdot 10^{-}$[illegible] *гн* [illegible]. Часто на практике H выражают в *а/см*, а B в *тл*, тогда $\mu_0 = 0{,}4\pi \cdot 10^{-}$[illegible]

Для сталей зависимость $B = f(H)$ носит нелинейный харак[illegible] циклическом перемагничивании стали имеет место так назыв[illegible] гистерезиса (рис. 3-1, *а*). Основная кривая намагничивания [illegible] соединением вершин отдельных петель. Остаточная индукция, к[illegible] место при $H = 0$, обеспечивает в машинах остаточное нап[illegible] вращении синхронных машин без возбуждения. Остаточ[illegible] в машинах обычно мало, но им можно воспользоваться [illegible] например, симметрии э. д. с. в фазах. Коэрцитивная [illegible] нулевому значению индукции B.

Типичная кривая намагничивания роторно[illegible] рис. 3-1, *б*. При больших значениях H имеет [illegible]

магнитной цепи пользуются либо графическим, либо табличным методом написания зависимости $B = f(H)$.

При приближенных расчетах, а также при аналитических исследованиях прибегают к замене действительной кривой намагничивания ломаной линией, причем в зоне до колена насыщения с успехом может быть введена приближенная зависимость вида $B = aH$, где a — постоянная, определяемая сортом стали.

В зоне сильного насыщения уравнение прямой можно записать в виде

$$B = B_a + \mu_0 H,$$

где B_a обычно может составить 2—2,2 *тл* в зависимости от сорта стали.

Зависимость магнитной проницаемости стали от напряженности поля показана на рис. 3-2. При малых значениях напряженности магнитная проницаемость имеет тенденцию к росту вместе с ростом H. После достижения своего максимального значения μ_m магнитная проницаемость падает по мере роста напряженности магнитного поля.

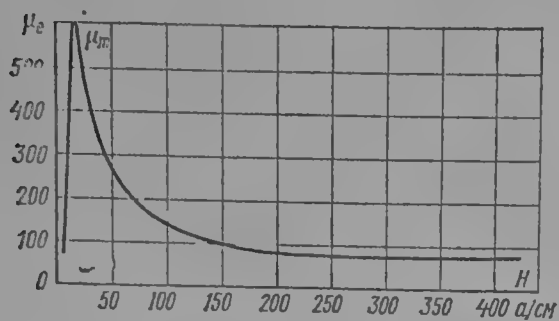


Рис. 3-2. Зависимость магнитной проницаемости роторной стали от напряженности поля

Зона, где μ возрастает при увеличении интенсивности магнитного поля, называют зоной слабых магнитных полей. В зоне сильных магнитных полей по мере роста H или B магнитная проницаемость падает.

Обычно в номинальных или близких к ним режимах в магнитопроводе имеют место сильные поля. Однако сложный характер μ делает несколько неопределенными значения некоторых параметров в ненасыщенном состоянии.

Теоретически ненасыщенное состояние определяется при условии $\mu = \infty$. Для стали μ_e может быть больше единицы в десятки и тысячи раз.

При определении основных характеристик и параметров машины основную долю магнитного сопротивления составляют воздушные промежутки, или воздушные зазоры.

При магнитных потоках значительно ниже номинального магнитное сопротивление стали становится настолько малым, что отдельные характеристики определяются полностью воздушными промежутками, т. е. становятся линейными. Однако при чрезвычайно слабых магнитных полях магнитное сопротивление стали начнет возрастать.

Например, при определении так называемых ненасыщенных значений сверхпереходных индуктивных сопротивлений при линейных токовых нагрузках, в 10—100 раз меньших, чем номинальное значение A_1, наблюдается изменение x''_d и x''_q, по своему характеру повторяющее изменение μ в зависимости от H (рис. 3-3). Поэтому в ряде случаев при экспериментальном определении ненасыщенных параметров и характеристик требуется оговаривать точные условия их определения.

Для расчета магнитной цепи пользуются уравнением полного тока

$$\sum i = \oint \mathbf{H}\, d\mathbf{l}.$$

Обычно стараются вести интегрирование вдоль силовых линий, и тогда уравнение принимает вид

$$\sum i = \oint H d\mathbf{l}. \qquad (3\text{-}1)$$

В практике расчета магнитной цепи правую часть (3-1) разбивают на сумму линейных интегралов:

$$\sum i = \sum_{p=1}^{n} \int_{l_p}^{l_{p+1}} H d\mathbf{l}. \qquad (3\text{-}2)$$

Каждый линейный интеграл будет определяться как магнитное падение напряжения на данном участке.

Магнитную цепь для основного потока электрических машин переменного тока обычно принято разбивать на следующие участки (рис. 3-4): воздушный зазор, зубцовая зона статора, ярмо сердечника статора, полюсная, или зубцовая, зона ротора, ярмо ротора. Магнитный расчет обычно производят на два полюса или на один полюс.

Условия нахождения магнитных падений напряжения на различных участках магнитопровода рассмотрены в § 3-2, 3-3 и 3-4.

Применительно к потокам рассеяния линейные интегралы $\int H\,dl$ выбираются в зависимости от конкретных условий.

Сумма, стоящая в левой части уравнения (3-2), представляет собой полный ток, охватываемый контуром интегрирования. Эта сумма представляет собой сумму н. с. F, развиваемых всеми обмотками, которые охвачены контуром интегрирования.

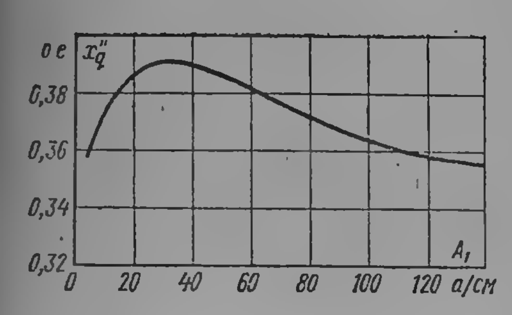


Рис. 3-3. Зависимость сверхпереходного индуктивного сопротивления от линейной нагрузки, снятая при питании обмотки статора пониженным током

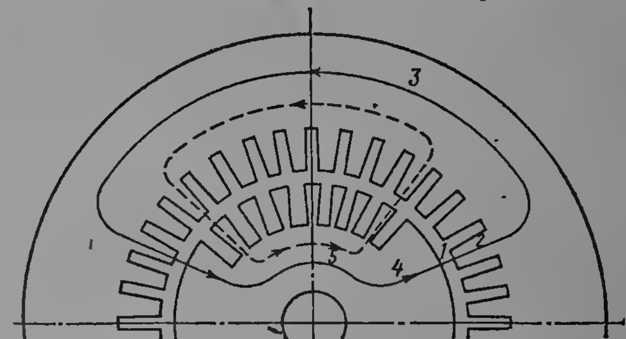


Рис. 3-4. Магнитная цепь двухполюсного турбогенератора

1 — воздушный зазор, 2 — зубцовая зона статора, 3 — ярмо сердечника статора, 4 — зубцовая зона ротора, 5 — ярмо ротора

Поскольку распределение н. с. в пространстве и во времени может быть достаточно сложным, основную характеристику намагничивания определяют обычно с учетом обтекания током только обмотки намагничивания (обмотки возбуждения для синхронных машин и обмотки якоря для асинхронных). В простейшем случае, если токи во всех витках одинаковые и число витков равно W, то полный ток определится как

$$F = IW, \ a. \tag{3-3}$$

При расчете магнитной характеристики машины удобно считать, что величина основного потока холостого хода Φ_0 задана и необходимо определить магнитные падения напряжения на отдельных участках цепи и полную н. с., необходимую для проведения этого потока через всю цепь.

При расчете потоков рассеяния исходят из заданных значений токов в обмотках.

Для определения линейных интегралов от напряженности магнитного поля необходимо знать распределение магнитного поля на данном участке. Следовательно, для расчета магнитной цепи с той или иной степенью приближения должна быть найдена картина поля на различных участках магнитопровода.

При определении магнитных полей в электрических машинах обычно делаются следующие допущения:

1. В основном рассматриваются двухмерные, плоские задачи: в поперечном сечении машины для основного потока и пазового рассеяния, в продольном сечении для рассеяния в лобовых и торцевых частях.

2. Все области, занятые магнитным потоком, являются безвихревыми, т. е. свободными от токов. Поэтому все обтекаемые током обмотки заменяются либо точечным, либо линейным распределением токов. При переменных

магнитных полях в сердечниках эффект вытеснения потока в них должен практически отсутствовать.

3. Картина поля в воздушном зазоре и воздушных промежутках строится при условии, что магнитная проницаемость μ всех стальных деталей на границе с рассматриваемой областью равна бесконечности.

4. Поле в ферромагнитных телах в простейших случаях может определяться при μ_e = const, а затем вносятся поправки на нелинейность μ_e.

5. Потоки рассеяния обычно не зависят от насыщения, поскольку они в основном проходят по воздуху.

Магнитный поток, проходящий через различные участки цепи, подчиняется следующим законам прохождения на границе сред:

нормальные составляющие индукции на границе раздела равны, $B_{n1} = B_{n2}$;

нормальные составляющие напряженности магнитного поля относятся как $H_{n1}/H_{n2} = \mu_{e2}/\mu_{e1}$;

касательные составляющие напряженности на границе раздела равны, $H_{t1} = H_{t2}$;

касательные составляющие индукции относятся как $B_{t1}/B_{t2} = \mu_{e1}/\mu_{e2}$;

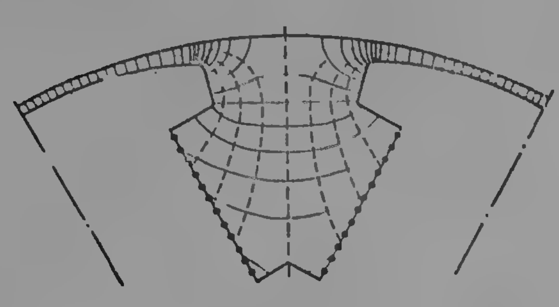


Рис. 3-5. Картина поля синхронной явнополюсной машины при холостом ходе

Сплошными проведены силовые линии, штриховыми — линии магнитного потенциала

Если осуществляется переход из стали в воздух, то

$$B_{t\delta} = B_{t\,Fe} \frac{1}{\mu_e}$$

и, поскольку $\mu_e \gg 1$, то почти всегда можно считать, что линии магнитного поля перпендикулярны к поверхности стали.

В том случае, если на границе сред имеет место линейная токовая нагрузка A, на поверхности раздела будем иметь для напряженности магнитного поля $H_{t1} = H_{t2} \pm A$, а для касательных составляющих индукции

$$B_{t1} = \frac{\mu_{e1}}{\mu_{e2}} B_{t2} \pm \mu_1 A.$$

Следовательно, при наличии линейной нагрузки на границе воздуха и стали линии магнитного потока не будут строго перпендикулярны к поверхности стали, а будут иметь тем большую тангенциальную составляющую, чем больше величина линейной нагрузки A. Это обстоятельство следует учитывать при построении картины поля при наличии линейной нагрузки на разделе стали и воздуха, например в воздушном зазоре или на сердечнике полюса.

Для магнитной цепи может быть введено магнитное сопротивление R и магнитная проводимость λ, которые связаны соотношением: $\lambda = 1/R$.

Магнитная проводимость определяется из (3-2), если правую часть умножить на λ, а левую на μ: $\lambda = \Phi/F$, где F — н. с., необходимая для проведения потока Φ на рассматриваемом участке.

Основные уравнения электромагнитного поля, учитывая безвихревой характер поля, будут

$$\operatorname{div} \mathbf{H} = 0, \quad \operatorname{rot} \mathbf{H} = 0.$$

Для плоской задачи в прямоугольных координатах будем иметь:

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{\partial H_y}{\partial y} = 0, \tag{3-4}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial x} = 0. \tag{3-5}$$

Скалярный магнитный потенциал запишется как $U_m = -\mathrm{grad}\,H$, и для плоской задачи в прямоугольных координатах

$$H_x = -\frac{\partial U_m}{\partial x}; \quad H_y = -\frac{\partial U_m}{\partial y}. \tag{3-6}$$

Линии равного магнитного потенциала и магнитные силовые линии пересекаются, как известно, под прямым углом друг к другу. Этим обстоятельством пользуются при вычерчивании силовых трубок магнитного поля (рис. 3-5).

3-2. ВОЗДУШНЫЙ ЗАЗОР

Воздушный зазор электрической машины ограничен с одной стороны поверхностью статора и с другой стороны — поверхностью ротора.

Статор несет на себе рабочую обмотку и, следовательно, поверхность сердечника статора, обращенная к воздушному зазору, имеет зубчатое исполнение. Наружная поверхность ротора, обращенная к воздушному зазору, также в большинстве случаев имеет пазы, в которых расположена обмотка возбуждения (турбогенераторы), обмотка демпферная или короткозамкнутая (явнополюсные или асинхронные машины). Явнополюсные машины иногда могут выполняться и без демпферной обмотки.

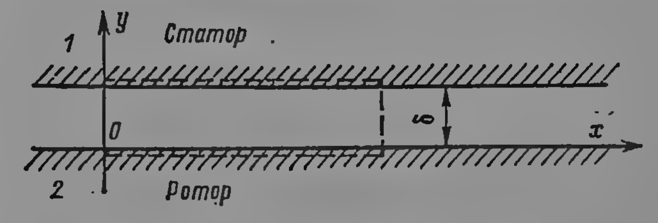


Рис. 3-6. Расположение координатных осей в плоском зазоре

Если отвлечься от зубчатого характера поверхностей ротора и статора, то в этом случае зазор может быть равномерным вдоль всей окружности расточки (турбогенераторы и асинхронные машины) или неравномерным (явнополюсные синхронные машины).

Рассмотрим первоначально гладкий равномерный воздушный зазор относительно небольшой ширины δ. Будем считать, что в таком зазоре имеют место только радиальные составляющие индукции B_δ.

Рассмотрим плоский воздушный зазор (рис. 3-6), в котором вдоль поверхности ротора распределена в бесконечно тонком слое н. с. вида

$$F_{\delta x} = F_\delta \sin\frac{\nu\pi}{\tau}x. \tag{3-7}$$

Применив закон полного тока к контуру, показанному штрихами, получим

$$F_{\delta x} = F_\delta \sin\frac{\pi}{\tau}x = \int_0^\delta H_{\delta y} d\,\delta = H_{\delta y}\delta = \frac{B_{\delta y}}{\mu_0}\delta$$

или

$$B_{\delta y} = \frac{F_\delta \mu_0}{\delta}\sin\frac{\pi}{2}x = B_\delta \sin\frac{\pi}{2}x, \tag{3-8}$$

где $B_\delta = F_\delta\mu_0/\delta$ — амплитуда индукции первой гармонической в воздушном зазоре.

Тогда поток первой гармонической будет

$$\Phi_0 = l_i \int_0^\tau B_{\delta y}\,dx = B_\delta \frac{2}{\pi} l_i \tau, \tag{3-9}$$

где l_i — расчетная длина воздушного зазора в осевом направлении.

Здесь же можем ввести понятие расчетной полюсной дуги b_{pl}, записав (3-9) в виде:

$$\Phi_0 = B_\delta l_i b_{pl}; \tag{3-10}$$

получим, что

$$b_{pl} = \frac{2}{\pi}\tau. \tag{3-11}$$

Н. с. воздушного зазора для рассматриваемого идеализированного случая согласно (3-8) будет

$$F_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0}\delta = \frac{B_\delta}{0{,}4\pi\cdot 10^{-4}}\delta, \tag{3-12}$$

где B_δ в *тл* и δ в *см*.

Для высших гармонических потока Φ_ν и н. с. F_ν получим те же выражения с заменой $\frac{\pi}{\tau}x$ на $\frac{\nu\pi}{\tau}x$, где ν — порядок гармонической. Следовательно, для рассматриваемого случая распределение индукции в зазоре повторит распределение н. с.

Распределение н. с. вдоль зазора рассмотрено в главах 4 и 5.

Очевидно, что представленные формулы не зависят от того, с какой стороны (со стороны статора или со стороны ротора) расположена н. с.

Плоский воздушный зазор может быть принят условно при достаточно большом числе полюсов или для потоков высших гармонических.

Если радиусом закругления пренебрегать нельзя, то расчет можно вести по среднему радиусу воздушного зазора. Пусть наружный радиус ротора R_2, а радиус расточки статора R_1; тогда, если индукция на поверхности ротора $B_{\delta 2}$, то для н. с. воздушного зазора можно записать:

$$F_\delta = \frac{B_{\delta 2}R_2}{\mu_0}\int\limits_{R_2}^{R_1}\frac{1}{\frac{R_\rho}{R_2}}\,d\left(\frac{R_\rho}{R_2}\right) \approx \frac{2B_{\delta 2}R_2\,(R_1 - R_2)}{\mu_0\,(R_1 + R_2)} = \frac{B_\delta}{0{,}4\pi\cdot 10^{-4}}\,\delta,\ a, \tag{3-13}$$

где B_δ — индукция в воздушном зазоре на среднем радиусе $R_{ср}$,

$$B_\delta = B_{\delta 2}R_2/R_{ср}, \quad R_{ср} = (R_1 + R_2)/2.$$

Для явнополюсной синхронной машины применяется сосредоточенная обмотка возбуждения. В этом случае весь полюсный башмак оказывается под одним магнитным напряжением, его поверхность является уровнем равного магнитного потенциала. Достаточно благоприятного распределения в воздушном зазоре здесь добиваются за счет неравномерного воздушного зазора: под серединой полюса он принимается минимальным δ, а по краям башмака максимальным δ_{max} (рис. 3-7).

Ширина полюсного башмака b_p принимается меньшей полюсного деления τ:

$$b_p = \alpha\tau, \tag{3-14}$$

где α — угол перекрытия полюсного деления. Коэффициент α обычно составляет 0,66—0,76.

При таких соотношениях может быть получено более или менее благоприятное распределение потока. Форма поля здесь может быть найдена путем построения картины поля с помощью силовых трубок и эквипотенциальных линий. Такие построения являются в достаточной степени трудоемкими и выполнены в классических работах [3-1], [3-2], [3-7].

Теоретически благоприятным было бы изменение величины зазора по закону косинуса:

$$\delta_x = \frac{\delta}{\cos\frac{\pi}{\tau}x}. \tag{3-15}$$

Такое построение является весьма сложным и практически малооправданным. Обычно наружная поверхность полюсного башмака описывается радиусом, меньшим, чем радиус расточки статора.

При этом стремятся получить величину максимального воздушного зазора δ_{max} по (3-15), т. е.

$$\delta_{max} = \frac{\delta}{\cos \frac{\pi\alpha}{2}}. \tag{3-16}$$

Значения δ_{max}/δ отсюда следующие:

α	0,66	0,70	0,74
δ_{max}/δ	1,97	2,2	2,5

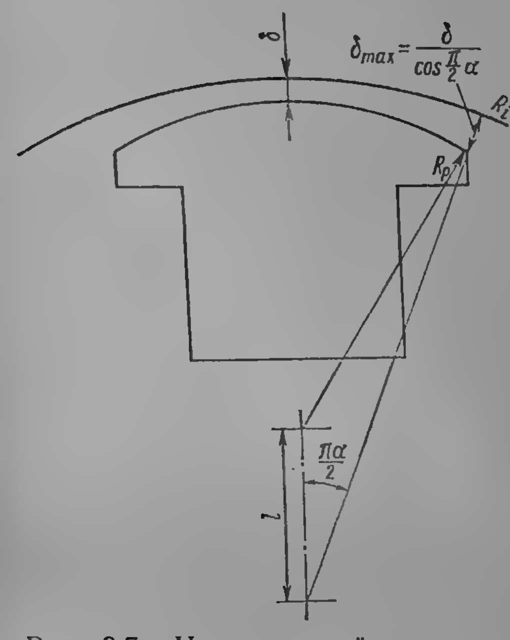


Рис. 3-7. Неравномерный воздушный зазор синхронной явнополюсной машины

Учитывая, однако, характер изменения поля также и в окне между полюсами, обычно рекомендуется иметь $\delta_{max}/\delta = 1{,}5$.

Радиус, которым описывается башмак, может быть найден по выражению (9-29).

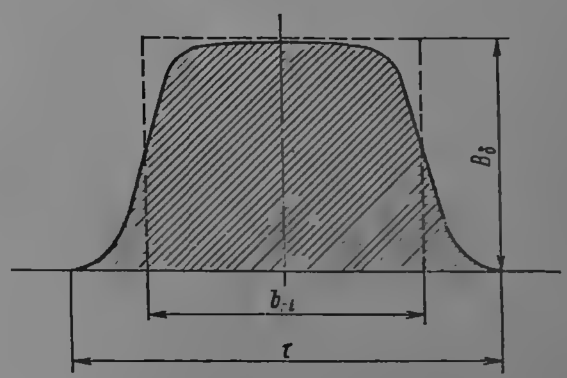


Рис. 3-8. К определению расчетной полюсной дуги синхронной явнополюсной машины

Поскольку полный поток на полюс может отличаться от первой гармонической потока Φ_0, то для различной геометрии полюсного башмака находят коэффициент формы поля

$$k_ф = \Phi/\Phi_0. \tag{3-17}$$

Согласно [3-9], этот коэффициент определяется как функция α, δ/τ и δ_{max}/δ (см. рис. 9-6).

Далее может быть введена расчетная длина полюсной дуги b_{pi}, как это показано на рис. 3-8. В этом случае максимальная индукция определилась бы выражением

$$B_\delta = \frac{\Phi}{b_{pi} l_i}, \tag{3-17a}$$

а н. с. воздушного зазора по минимальному воздушному зазору — выражением

$$F_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0}\delta.$$

В практике нашел применение и другой способ определения F_δ. В [illegible] случае принимается реальная ширина полюсного башмака b_p и [illegible] графическим методом поток, соответствующий этой дуге, [illegible]

Согласно [3-9] k_λ также является функцией α, δ/τ и δ_{max}/δ [illegible]

Расчетная индукция в воздушном зазоре определится как $B_\delta = \Phi_\lambda/(b_p l_i)$, и расчет н. с. воздушного зазора необходимо вести по расчетной ширине воздушного зазора δ' [2-4]:

$$\delta' = \delta + \frac{1}{3}(\delta_{max} - \delta). \qquad (3\text{-}17б)$$

До сих пор рассматривался достаточно узкий воздушный зазор δ, при этом предполагалось, что индукция в воздушном зазоре имеет только радиальную составляющую.

При более точном расчете воздушного зазора следует учитывать уравнения поля (3-4) и (3-5). Дифференцируя оба уравнения и решая совместно, получим

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} = 0.$$

Граничные условия определим из (3-6). Пусть магнитный потенциал повторяет н. с. и изменяется по закону

$$U_m = F_x = F_\delta \sin\frac{\pi}{\tau}x.$$

Тогда для H_x при $y = 0$ имеем

$$H_x = -\frac{\partial U_m}{\partial x} = -F_\delta\frac{\tau}{\pi}\cos\frac{\pi}{2}x.$$

При $y = 0$ тангенциальная составляющая напряженности поля в воздушном зазоре должна быть $H_x = 0$.

При сделанных оговорках решение для составляющих индукции имеет вид:

$$B_{\delta y \nu} = \mu_0 F_{\delta\nu}\frac{\nu\pi}{\tau}\,\frac{\cos\frac{\nu\pi}{\tau}x}{\operatorname{sh}\frac{\nu\pi}{\tau}\delta}\operatorname{ch}\frac{\nu\pi}{\tau}(\delta - y), \qquad (3\text{-}18)$$

$$B_{\delta x \nu} = \mu_0 F_{\delta\nu}\frac{\nu\pi}{\tau}\,\frac{\sin\frac{\nu\pi}{\tau}x}{\operatorname{sh}\frac{\nu\pi}{\tau}\delta}\operatorname{sh}\frac{\nu\pi}{\tau}(\delta - y). \qquad (3\text{-}19)$$

Таким образом, более строгое решение показывает, что в воздушном зазоре будет существовать радиальная и тангенциальная составляющая индукции.

При $y = \delta$ радиальная составляющая будет

$$B_{\delta\nu} = \mu_0 F_{\delta\nu}\frac{\nu\pi}{\tau}\,\frac{\cos\frac{\nu\pi}{\tau}x}{\operatorname{sh}\frac{\nu\pi}{\tau}\delta}. \qquad (3\text{-}20)$$

Под коэффициентом ослабления потока ν-й гармонической в зазоре $k_{\tau\nu}$ понимают отношение индукций на поверхности зазора, вычисленных с учетом и без учета тангенциальной составляющей в зазоре.

Тогда согласно (3-17а) и (3-20) будем иметь

$$k_{\tau\nu} = \frac{\gamma\pi\delta}{\tau\operatorname{sh}\frac{\gamma\pi}{\tau}\delta}.$$

Значение $k_{\tau\nu}$ в зависимости от $\frac{\nu\pi}{\tau}\delta$ представлено на рис. 3-9. Для машин с относительно малым воздушным зазором δ/τ меньше 0,01.

При всех практически встречающихся отношениях δ/τ ослабления основной гармонической потока, а также гармонических 3,5 и 7-го порядка в воздушном зазоре не происходит. Для этих случаев $k_{\tau\nu} \approx 1$ и расчет может вестись по (3-17а) без учета завихрения потока в зазоре.

Однако зубцовые гармонические во многих случаях могут быть существенно ослаблены. Так, например, при $\delta/\tau = 0{,}05$ и $\nu = 37$ коэффициент $k_{\tau\nu}$ составит 0,035.

Следовательно, в достаточно широком воздушном зазоре поле статора при достижении поверхности ротора будет несколько ослаблено, в основном за счет потоков высших гармонических. В широком воздушном зазоре форма поля будет несколько лучше, чем это может быть достигнуто распределением н. с., из-за тангенциального ослабления потока высших гармонических в воздушном зазоре.

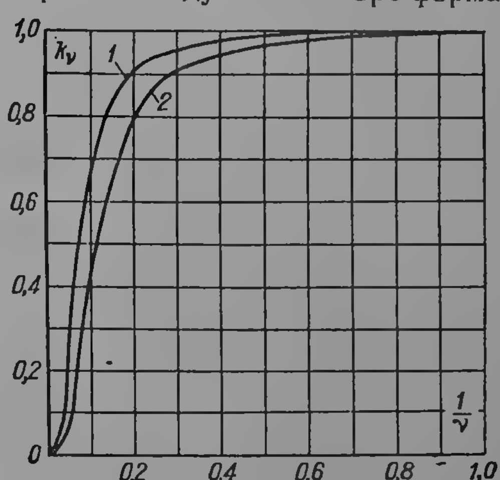


Рис. 3-9. Ослабление радиального потока различных гармонических в плоском воздушном зазоре: $\delta/\tau = 0{,}05$ (кривая *1*), $\delta/\tau = 0{,}075$ (кривая *2*)

Аналогично потоки высших гармонических, созданные н. с. обмотки ротора, будут ослабляться в зазоре. Это обстоятельство способствует улучшению формы э. д. с. статора.

Потоки гармонических в воздушном зазоре, не достигшие поверхности статора (или ротора), должны быть отнесены к потокам рассеяния возбуждающей обмотки.

Как показано в [3-8] и [7-25], учет ослабления потока в зазоре необходим при определении потерь и рассеяния от высших гармонических синхронных машин с относительно большим воздушным зазором.

Воздушный зазор между статором и ротором ограничен с обеих или, по крайней мере, с одной стороны негладкой поверхностью с открытыми или полузакрытыми пазами.

Наличие пазов создает дополнительное магнитное сопротивление в воздушном зазоре. В этом же направлении действуют и радиальные вентиляционные каналы и пр.

Картина поля в воздушном зазоре при наличии пазов с одной стороны показана на рис. 3-10. Характерным является ослабление нормальной составляющей индукции посередине паза.

В случае равномерного гладкого воздушного зазора на протяжении одного пазового деления t максимальная индукция под серединой зубца B_δ сохранялась бы практически постоянной.

Открытие паза ослабляет нормальную составляющую потока на величину, характеризуемую площадью, заштрихованной на рис. 3-10. В этом случае минимальная индукция будет под серединой паза. Поскольку открытие паза уменьшило поток, то, очевидно, индукцию под серединой зубца следует увеличить в отношении $k_C =$ пл. $FABDE$/пл. $FACDE$, для того чтобы поток на пазовое деление сохранился неизменным.

Коэффициент k_C, который всегда больше единицы, называется коэффициентом Картера.

Картина поля в воздушном зазоре может быть получена с помощью построения поля на специальных электролитических моделях или методом конформных отображений.

Исследования многих авторов показали, что коэффициент Картера зависит от ширины паза, зазора и пазового деления, т. е. $k_C = f(b_п/t, b_п/\delta)$.

В литературе [3-1, 3-2, 3-7] приводятся выражения для k_C, полученные теоретическим и эмпирическим путем, вполне удовлетворительно согласующиеся между собой.

На рис. 3-11 показана зависимость k_C, полученная с помощью графического построения поля по [3-7]. Следует отметить, что коэффициент k_C имеет наибольшее значение для асинхронных машин с узким зазором и наименьшее для турбогенераторов с относительно большим зазором.

Введение коэффициента Картера равносильно увеличению максимальной индукции в воздушном зазоре или увеличению расчетной величины воздушного зазора. При введении коэффициента k_C расчетная величина воздушного зазора может быть представлена как $\delta' = k_l\delta$. Расчетный зазор δ' следует подставлять вместо действительного δ, если зазор не является гладким.

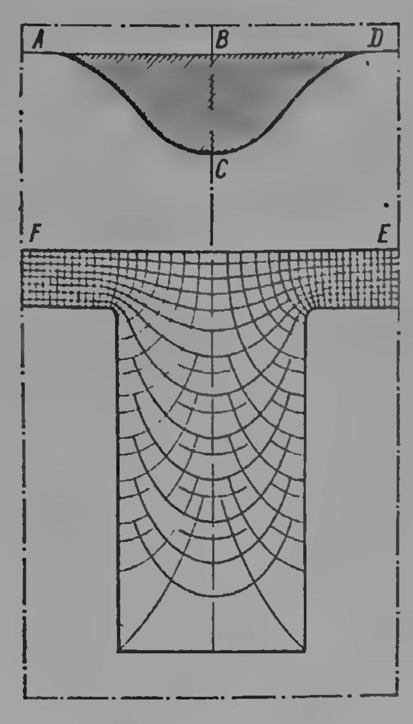


Рис. 3-10. Картина поля в воздушном зазоре при наличии пазов на одной стороне

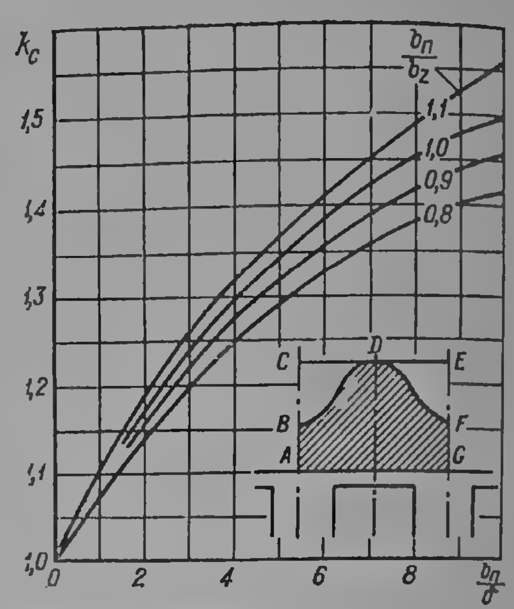


Рис. 3-11. Коэффициент k_C в функции $b_п/b_z$ и $b_п/\delta$

Для определения коэффициента k_C пользуются приближенными выражениями. Например, для явнополюсных синхронных машин обычно вычисляют коэффициент k_C по выражению вида:

$$k_C = \frac{s + 10\delta'}{t - b_п + 10\delta'}, \tag{3-21}$$

для турбогенераторов с большим зазором — по выражению

$$k_C = 1 + \frac{b_п^2}{t\left(5\delta + b_п\right) - b_п^2}, \tag{3-22}$$

где t — зубцовый шаг, $b_п$ — ширина открытия паза, δ — воздушный зазор [для явнополюсных машин δ' определяется по (3-17б)].

Если пазы расположены с обеих сторон воздушного зазора, то можно показать, что коэффициент Картера оказывается близким к $k_C = k_{C1}k_{C2}$, где k_{C1} и k_{C2} — коэффициенты Картера, обусловленные зубчатостью только с одной стороны.

Для турбогенераторов, у которых k_C обычно несущественно отличается от единицы, можно также принимать $k_C = k_{C1} + k_{C2} - 1$.

До сих пор рассматривалась картина только в поперечном сечении машины. В действительности в осевом направлении также должны быть учтены некоторые особенности распределения поля в воздушном зазоре.

Большая часть сердечников статоров имеет радиальные вентиляционные каналы, которые делят сердечник на отдельные пакеты. Примерная картина

распределения по оси электрической машины с радиальными вентиляционными каналами показана на рис. 3-12.

Наличие таких каналов может быть учтено введением расчетной длины воздушного зазора. В большинстве случаев наличие вентиляционных каналов и разделение сердечника на пакеты можно учесть с помощью коэффициента Картера по (3-21) или (3-22).

По торцам машины также происходит искажение плоского распределения индукции. Распор силовых линий по концам машины приводит к тому, что часть потока замыкается через торцевые зоны машины, минуя воздушный зазор. Для учета этого обстоятельства обычно вводят расчетную длину машины по воздушному зазору l_i, которая должна быть несколько больше активной длины статора l_1.

Исследования, проведенные с помощью моделей и аналитическим методом, показали, что расчетная длина воздушного зазора зависит от многих

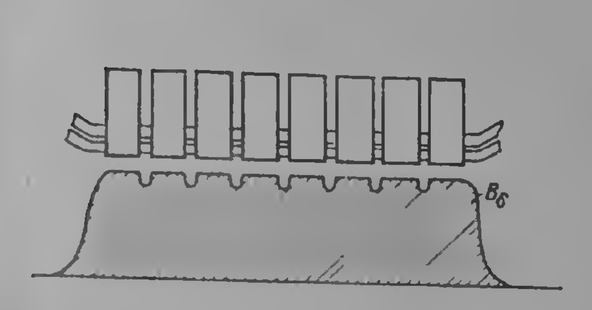


Рис. 3-12. Распределение магнитного потока в воздушном зазоре по длине статора с радиальными каналами

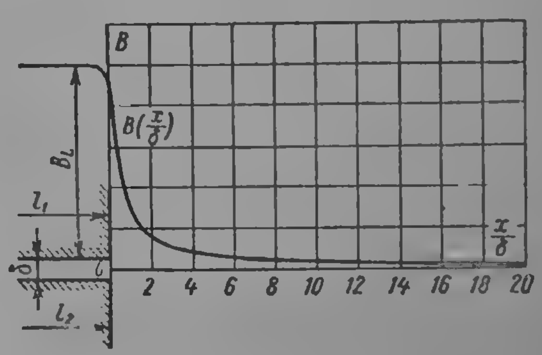


Рис. 3-13. Распределение нормальной составляющей индукции на средней линии воздушного зазора на торце машины

факторов, основными из которых являются ширина воздушного зазора и вылет лобовой части обмотки возбуждения.

На рис. 3-13 из [3-1] показано теоретическое распределение нормальной составляющей индукции и средней линии воздушного зазора при условии, что длины статора и ротора равны ($l_1 = l_2$) и что в радиальном направлении они простираются до бесконечности и относительно неподвижны.

Для неявнополюсных и явнополюсных машин обычно принимают $l_i \approx l_1 + 2\delta$ с учетом распора торцевого потока.

3-3. РАССЕЯНИЕ ОБМОТОК ВОЗБУЖДЕНИЯ

Для расчета магнитной цепи необходимо предварительно рассчитать потоки рассеяния обмоток возбуждения, которые также будут нагружать магнитную цепь.

Потоки рассеяния сцеплены с обмоткой возбуждения и в основном проходят по воздушным промежуткам: поперек пазов или в промежутке между полюсами. Поэтому для расчета этих потоков сопротивление ферромагнитных участков цепи, по которым проходят потоки рассеяния, не учитывается.

Для неявнополюсных синхронных генераторов характерным является поперечно-пазовый поток рассеяния, поскольку обмотка возбуждения укладывается в радиальные пазы. Этот поток рассеяния проходит поперек зубцов и пазов и нагружает в продольном направлении большой зубец и ярмо ротора. При этом в нагружении ярма участвует весь поток рассеяния; большой же зубец в основании нагружается полностью потоком рассеяния, который затем ответвляется по высоте зубца в пазы.

Расчет потока рассеяния для этого случая может [illegible] по рис. 3-14. Элементарный поток на единицу длины [illegible] ставить как

$$d\Phi_s = \mu_0 \frac{i_s S_n}{h_{..}} \cdot \frac{x}{b_{1..}} dx,$$

После интегрирования получим

$$\Phi_{s2} = \frac{pF_2'}{z_2} l_2 \left(\frac{h_{21}}{2b_{п2}} + \frac{h_{22}}{b_{п2}} \right) = F_2 \lambda_{2п}, \qquad (3\text{-}23)$$

где

$$\lambda_{2п} = \frac{pl_2}{z_2} \left(\frac{h_{21}}{2b_{п2}} + \frac{h_{22}}{b_{п2}} \right) \qquad (3\text{-}24)$$

— магнитная проводимость для поперечно-пазового рассеяния прямоугольного паза; l_2 — длина бочки ротора, *см*; F_2' — н. с. ротора на один полюс; z_2 — число обмотанных пазов ротора и p — число пар полюсов.

Наиболее мощные турбогенераторы изготовляются с трапецеидальными пазами возбуждения. В этом случае может быть получена существенная экономия в потерях на возбуждения и облегчено охлаждение обмотки.

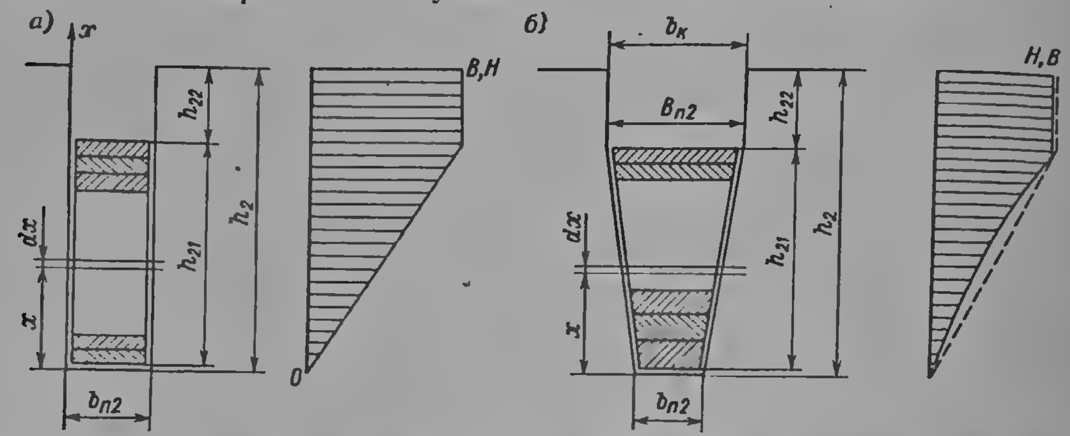


Рис. 3-14. К расчету рассеяния обмотки возбуждения с прямоугольным пазом (*а*) и трапецеидальным пазом (*б*)

Выражение для проводимости пазового рассеяния приобретает вид

$$\lambda_{2п} = \frac{pl_2}{z_2} \left(\frac{h_{21}\varphi}{B_{п2} + b_{п2}} + \frac{h_{22}}{b_к} \right).$$

Функция $\varphi\,(b_{п2}/B_{п2})$ представлена на рис. 3-15.

При расчете рассеяния по (3-23) и аналогичным формулам F_2' представляет собой полную н. с. обмотки возбуждения за вычетом магнитного падения напряжения в самом роторе. Следовательно, F_2' теоретически может быть получено, если н. с. возбуждения определяется по внешней характеристике и реакции якоря машины. Внешняя магнитная характеристика определяется магнитным сопротивлением, внешним по отношению к ротору, т. е. магнитным сопротивлением воздушного зазора, зубцовой зоны и ярма статора. Для определения F_2' в формуле (3-23) необходимо построить диаграмму н. с. машины под нагрузкой с использованием вместо характеристики холостого хода внешней характеристики магнитной цепи. Такое построение показано на рис. 3-16.

Рассеяние полюсов явнополюсных синхронных машин может быть определено по картине поля, как это показано на рис. 3-5. Если силовые линии и линии уровня начерчены с соблюдением «квадратности» каждой клетки, то отношение потока рассеяния к основному потоку может быть определено как отношение числа силовых трубок, выходящих из полюсного башмака и сердечника полюса, к числу силовых трубок, входящих в сердечник статора.

В результате построения многих картин поля могут быть получены приближенные формулы для определения коэффициентов рассеяния полюсов. Такие выражения приведены, например, в гл. 9 при расчете характеристики холостого хода явнополюсных машин.

Аналогично может быть учтено рассеяние в торцевой части машин и лобовой части обмоток.

Поток в воздушном зазоре, конечно, не является чисто синусоидальным как для неявнополюсных, так и для явнополюсных машин. Определение действительной формы поля в воздушном зазоре является необходимым для расчета магнитной цепи.

При определении н. с. воздушного зазора для явнополюсных синхронных машин было уже указано (§ 3-2) на способ определения коэффициента формы $k_ф$.

Принимая в первом приближении для неявнополюсных машин чисто трапецеидальное распределение индукции в воздушном зазоре, получим зависимость между амплитудой индукции основной гармонической $B_{\delta 1}$ и индукцией под большим зубцом B_δ:

$$B_\delta = B_{\delta 1} \frac{\pi^2 \gamma}{8 \sin \gamma \frac{\pi}{2}},$$

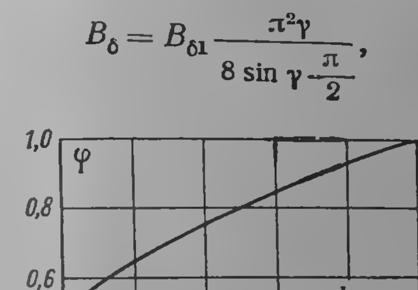


Рис. 3-15. Поправочный коэффициент φ для расчета проводимости рассеяния трапецеидального паза ротора

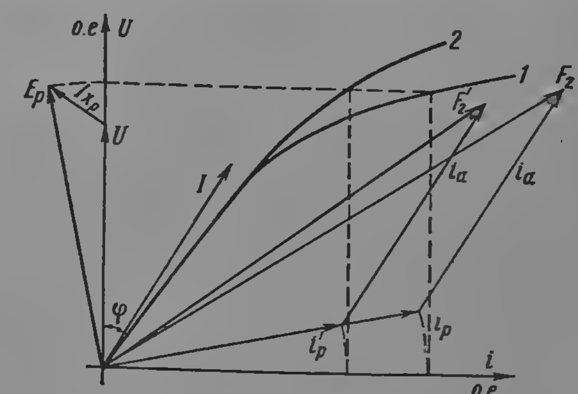


Рис. 3-16. Диаграмма для определения н. с. F_2' под нагрузкой

1 — характеристика холостого хода, *2* — переходная характеристика (падение магнитного напряжения в воздушном зазоре и сердечнике статора)

где $\gamma = z_2/z_0$ — отношение числа обмотанных пазов к числу пазовых делений; поправочный коэффициент для определения B_δ по первой гармонической принимает значения:

γ	0,80	0,77	0,75	0,72	0,70	0,667
$\frac{\pi^2 \gamma}{8 \sin \gamma \frac{\pi}{2}}$	1,036	1,014	1,0	0,981	0,968	0,948

Он незначительно отличается от единицы, и поэтому для турбогенераторов во многих случаях расчет может быть сделан по первой гармонической индукции в зазоре.

3-4. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ В СЕРДЕЧНИКЕ СТАТОРА И РОТОРА

Расчет магнитной цепи должен включать в себя учет ферромагнитных участков, образованных сердечниками статора и ротора.

Во всех машинах переменного тока обмотка якоря укладывается в пазы. В неявнополюсных синхронных машинах и асинхронных машинах ротор также имеет зубчатое исполнение. Поэтому учет зубцовой зоны является одним из необходимых элементов магнитного расчета.

Зубцы машин переменного тока в большинстве случаев имеют форму равнобокой трапеции. Параллельно зубцам расположены пазы, по которым также частично проходит магнитный поток.

Пазы снабжены специальными гнездами, обращенными к расточке для установки пазовых клиньев, удерживающих обмотку. При магнитном расчете зубцов ослабление сечения зубца, связанное с установкой клиньев, обычно не учитывают.

При расчете общепринято делать следующие допущения: линии равного магнитного потенциала в зубцах и пазах представляют собой окружности с центром на оси машины.

Ввиду нелинейной зависимости B от H при магнитном расчете зубцов и сделанных допущениях относительно распределения поля наибольшее практическое распространение получили численные методы интегрирования.

Разбивая зубец на большое число участков, расположенных между линиями одинакового уровня, можно достигнуть большой точности при расчетах. Трудоемкость такого метода при ручном счете ограничивает его применение.

Поэтому нашли применение упрощенные методы расчета с помощью формул, которые в некотором диапазоне индукций и различных свойств магнитных материалов могут обеспечить практическую точность. В общем случае применимость таких формул проверяется методом численного интегрирования.

Обычно различают две зоны индукции при расчете н. с. зубцов. При индукции, меньшей 1,7—1,8 *тл*, отсос потока в паз незначителен, и здесь расчет ведется только по сечению зубца. Когда расчетная индукция в зубцах превышает 1,7—1,8 *тл*, вследствие сильного насыщения часть потока проникает в паз и это обстоятельство должно учитываться при расчете н. с. зубцов.

Если бы пазы и зубцы имели параллельные стенки (при бесконечно большом радиусе расточки), сечение паза и зубца по всей высоте сохранялось бы постоянным. В этом случае индукция в зубце и пазу сохранялась бы постоянной по всей высоте.

Расчет при $B_z < 1{,}8$ *тл* сводился бы к определению H_z по B_z (по таблице или кривой намагничивания), и магнитное падение напряжения в зубце составляло бы

$$F_z = H_z h_п. \tag{3-24a}$$

При высоких индукциях происходит частичное ответвление потока в паз и некоторая разгрузка зубцов. При ответвлении потока в паз можно записать:

$$\Phi_z = \Phi_{дz} + \Phi_п, \tag{3-25}$$

где Φ_z — поток на зубцовый шаг; $\Phi_{дz}$ — действительный поток в зубце; $\Phi_п$ — продольный поток в пазу.

Определение индукции произведем делением (3-25) на ширину зубца b_z и эффективную длину сердечника l_e, тогда

$$B_z = B_{дz} + \mu_0 k_z H_z, \tag{3-26}$$

где B_z — расчетная индукция в зубце; $B_{дz}$ — действительная индукция в зубце; H_z — напряженность магнитного поля, соответствующая $B_{дz}$; $k_z = b_п/b_z$ — коэффициент ответвления потока в паз; $b_п$ — ширина паза.

Построение кривой намагничивания материала с учетом отсоса части потока в паз при постоянном значении k_z не представляет особого труда. Задаются значением $B_{дz}$ и по кривой намагничивания определяют напряженность H_z, затем по (3-26) находят B_z для заданного k_z. Такие кривые $H_z = f(B_z, k_z)$ нашли широкое распространение при магнитном расчете зубцов.

Расчет зубцов в большинстве практических случаев усложняется тем, что сечение зубца (или паза) не остается постоянным по высоте. В этом случае значение индукции по высоте зубца будет переменным.

В практике получили распространение упрощенные приближенные формулы расчета по одному сечению, обычно на одну треть высоты зубца, считая от узкого основания, или по трем сечениям (в двух основаниях и посередине зубца).

При расчете по одной трети высоты зубца находится индукция в этом сечении $B_{z^1/_3}$ и соответствующая ей напряженность $H_{z^1/_3}$. Далее по (3-24а) находят F_z.

При расчете по трем сечениям определяют индукции в этих сечениях B_{z1}, $B_{z^1/_2}$ и B_{z2}, причем $B_{z^1/_2}$ соответствует среднему сечению, по ним находят напряженности H_{z1}, $H_{z^1/_2}$ и H_{z2} и, предполагая, что напряженность изменяется вдоль зубца по параболе, находят расчетное значение напряженности магнитного поля (формула Симпсона)

$$H_z = (H_{z1} + 4H_{z^1/_2} + H_{z2})/6.$$

Полученное значение H_z подставляют в (3-24а).

Если следует учитывать отсос потока в пазу, то для каждого сечения находят свой коэффициент ответвления k_{z1}, $k_{z^1/_2}$, k_{z2} и затем действуют обычным методом.

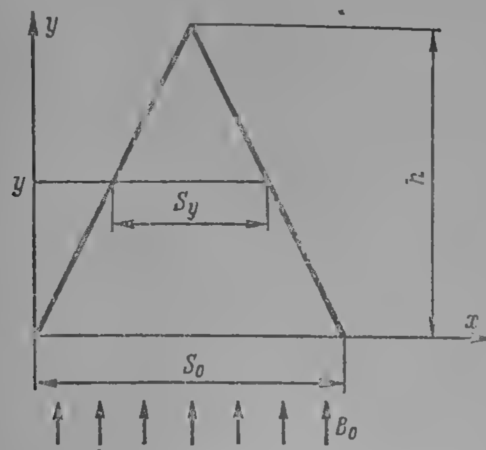


Рис. 3-17. Клиновидное тело: к определению н. с. зубцовой зоны

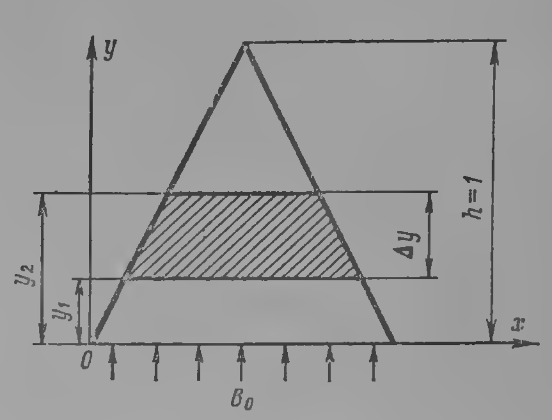


Рис. 3-18. К интегрированию н. с. единичного клиновидного тела

Условность обоих приближенных методов очевидна, они предполагают распределение напряженности магнитного поля по высоте зубца по определенному закону. При широком изменении индукции закон распределения напряженности по высоте зубца также может изменяться.

Падение магнитного напряжения в зубцах может быть определено и более строго.

Можно показать, что численное интегрирование н. с. зубцов может быть заменено интегрированием н. с. клиновидного тела и построением универсальных кривых намагничивания.

Площадь тела треугольной формы на единицу длины в любом сечении на расстоянии y от основания может быть представлена в виде

$$S_y = S_0 (1 - y/h), \tag{3-27}$$

где S_0 — площадь основания, h — высота клиновидного тела (рис. 3-17).

Если поток магнитной индукции в каждом сечении остается постоянным и индукция в сечении S_0 равна B_0, то в произвольном сечении индукция

$$B_y = B_0 \frac{1}{1 - y/h}, \tag{3-28}$$

а напряженность поля

$$H_y = \varphi\left(\frac{B_0}{1 - y/h}\right). \tag{3-29}$$

Характерной особенностью формул (3-28), (3-29) и (3-27) является их независимость от абсолютных размеров клиновидного тела.

Если принять высоту клиновидного тела (в сечении треугольник) равной единице, н. с. на проведение потока через него будет

$$H = \int_0^1 \varphi\left(\frac{B_0}{1 - y}\right) dy. \tag{3-30}$$

Если рассматривается трапеция высотой Δy (рис. 3-18), принимаемой за единицу, то н. с. такого тела будет

$$\frac{H}{\Delta y} = \frac{1}{\Delta y}\left(\int\limits_{0}^{y_2} \varphi\left(\frac{B_0}{1-y}\right) dy - \int\limits_{0}^{y_1} \varphi\left(\frac{B_0}{1-y}\right) dy,\right.$$

причем, очевидно, что

$$\Delta y = \frac{B_0}{B_1} - \frac{B_0}{B_2}. \qquad (3\text{-}31)$$

Н. с. трапецеидального тела высотой $h_п$, см, будет

$$F = \frac{H}{\Delta y} h_п = \frac{H_2 - H_1}{\Delta y} h_п. \qquad (3\text{-}32)$$

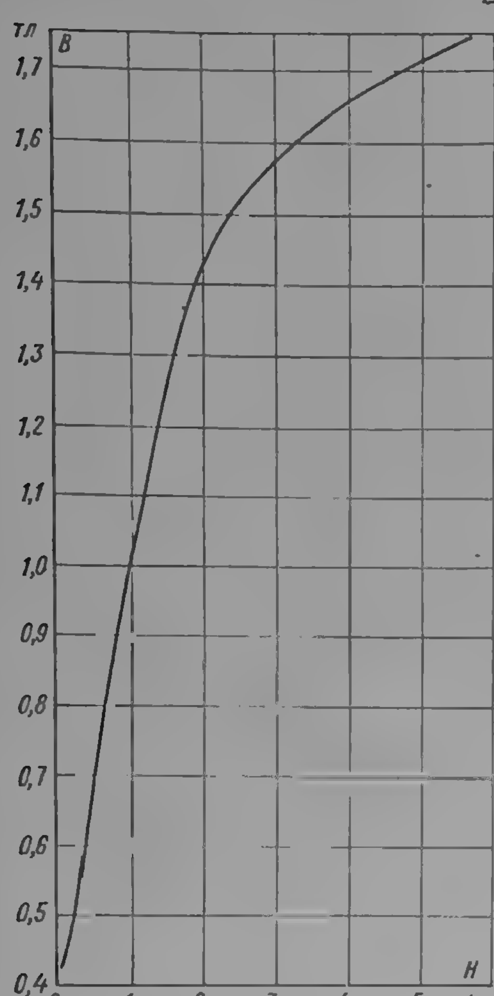


Рис. 3-19. Кривая намагничивания клиновидного тела без учета откоса потока в паз для стали марки Э41, Э42, Э43 (B_0 — 0,4 *тл*)

Если задается значение B_0, заведомо меньшее индукции в практически встречающихся случаях, то можно построить интегральную кривую клиновидного тела по (3-30) в координатах H, B. Такая кривая при $B_0 = 0{,}4$ *тл* и без учета ответвления потока в паз построена на рис. 3-19.

Определим по ней порядок работы. Пусть индукция в нижнем основании зубца $B_{z1} = 1{,}0$ *тл*, отношение обоих оснований зубца $\alpha = 0{,}60$, высота $h_п = 15$ *см*, сталь марки Э42.

Индукция в верхнем основании

$$B_{z2} = \frac{B_{z1}}{\alpha} = 1{,}0 : 0{,}60 = 1{,}667 \text{ тл}.$$

Для B_{z1} и B_{z2} по рис. 3-19 находим $H_1 = 1{,}0$ *а/см*, $H_2 = 4{,}2$ *а/см*.

Найдем Δy согласно (3-31):

$$\Delta y = 0{,}4 : 1{,}0 - 0{,}4 : 1{,}667 = 0{,}16.$$

Н. с. F_z определится по (3-32):

$$F_z = \frac{4{,}2 - 1{,}0}{0{,}16} \cdot 15 = 299 \text{ а}.$$

При расчете по сечению 1,3 от меньшего основания получим $B_{z1/3} = 1{,}36$ *тл*, $H_{z1/3} = 15{,}2$ *а/см*, $F_z = 15{,}2 \cdot 15 = 228$ *а*.

Для учета ответвления потока в паз можно также построить кривые намагничивания клиновидного тела [3-4]. В этом случае величины, характеризующие магнитное состояние тела, связаны следующим образом:

$$B_z = \frac{B_0}{1-y}, \quad k_z = \frac{k_0}{1-y}, \quad k_0 = k_z \frac{B_0}{B_z},$$

где k_z — коэффициент ответвления в рассматриваемом сечении, k_0 — коэффициент ответвления в основании исходного тела, где имеет место начальная индукция B_0.

Кривые намагничивания клиновидного тела с учетом ответвления в паз показаны на рис. 3-20.

Если применяется электротехническая сталь марки Э42 с индукцией в нижнем основании $B_{z1} = 1{,}7$ *тл* и коэффициентом ответвления в этом сечении $k_z = 0{,}85$ ($h_п = 15$ *см*, $\alpha = 0{,}566$), то индукция в верхнем сечении

$$B_{z2} = \frac{1{,}7}{0{,}566} = 3{,}0 \text{ тл} \quad \text{и} \quad k_0 = 0{,}85 \frac{0{,}4}{1{,}7} = 0{,}20.$$

Для B_z, равного 1,7 и 3,0 *тл*, при $k_0 = 0{,}20$ по кривым рис. 3-20 найдем $H_1 = 4{,}7$ *а* и $H_2 = 144{,}0$ *а*. Далее $\Delta y = 0{,}4 : 1{,}7 - 0{,}4 : 3{,}0 = 0{,}102$.

Н. с., необходимую для приведения потока через зубцы, получим равной.

$$F_z = \frac{144{,}0 - 4{,}7}{0{,}102} \cdot 15 = 19\,000, \text{ а}.$$

Вычисление интегральных кривых намагничивания удобно производить с помощью ЭВМ.

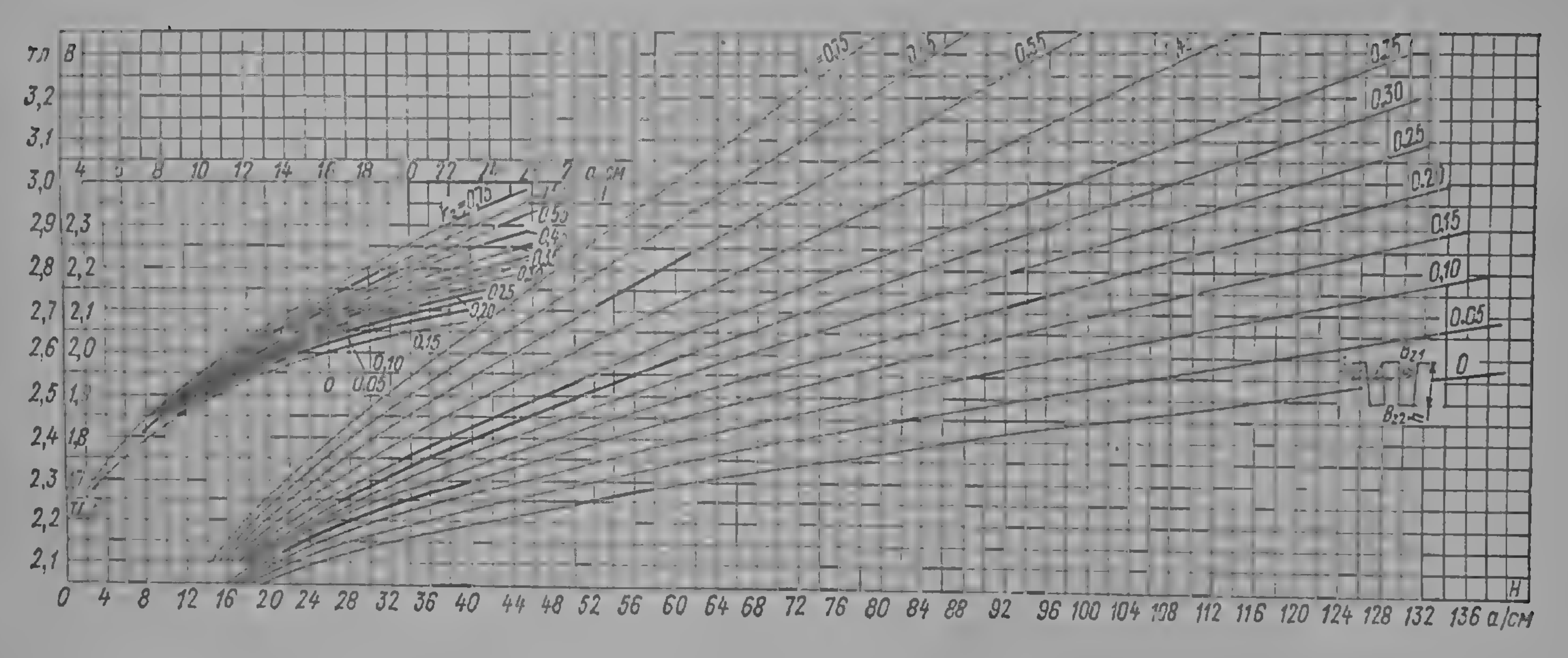


Рис. 3-20. Кривые намагничивания клиновидного зубца с учетом ответвления потока в паз для стали 341, 342, 343 ($B_0 = 0,4$ тл)

Распределение магнитного потока в ярме сердечника носит достаточно сложный характер. На его окончательное определение влияют размеры ярма, магнитная проницаемость стали, распределение индукции в воздушном зазоре и пр.

При условии синусоидального распределения индукции в воздушном зазоре и постоянстве μ_e задача по распределению магнитного поля может быть решена аналитически.

Уравнение для скалярного потенциала U_m магнитного поля в полярных координатах имеет вид:

$$\frac{1}{R}\frac{\partial}{\partial R}\left(\frac{R\partial U_m}{\partial R}\right)+\frac{1}{R^2}\frac{\partial^2 U_m}{\partial \varphi^2}=0. \qquad (3\text{-}33)$$

Для радиальной B_R и тангенциальной B_τ составляющих индукции в сердечнике статора, решая (3-33), получим

$$B_R=B_L\frac{r^{-p}-r^p}{r_z^{-p}-r_z^p}\sin p\varphi, \qquad (3\text{-}34)$$

$$B_\tau=B_L\frac{r^{-p}+r^p}{r_z^{-p}-r_z^p}\cos p\varphi, \qquad (3\text{-}35)$$

где $r=R/R_a$ — радиус точки, отнесенный к наружному радиусу спинки сердечника статора; $r_z=R_z/R_a$ — радиус по дну пазов, отнесенный к наружному радиусу спинки сердечника статора; B_L — амплитуда индукции по дну пазов.

Среднее значение тангенциальной индукции на нейтрали между полюсами может быть представлено в виде

$$B_{\tau\,\text{ср}}=B_L\frac{r_z}{p(1-r_z)}. \qquad (3\text{-}36)$$

Очевидно, что максимальное значение индукции $B_{\tau\max}$ будет иметь место на внутренней поверхности сердечника, т. е. при $r=r_z$, и

$$\frac{B_{\tau\max}}{B_{\tau\,\text{ср}}}=p\frac{(1-r_z)(r_z^{-p}+r_z^p)}{r_z(r_z^{-p}-r_z^p)}. \qquad (3\text{-}37)$$

Минимальное значение индукции $B_{\tau\min}$ будет на наружной поверхности сердечника при $r=1$, и тогда

$$\frac{B_{\tau\min}}{B_{\tau\,\text{ср}}}=p\frac{2(1-r_z)}{r_z^{-p}-r_z^p}. \qquad (3\text{-}38)$$

Наконец, отношение максимальной индукции к минимальной будет

$$\frac{B_{\tau\max}}{B_{\tau\min}}=\frac{1}{2}\left(r_z^{-p-1}+r_z^{p-1}\right). \qquad (3\text{-}39)$$

Для сердечников статоров в настоящее время с успехом применяется холоднокатаная сталь, которая имеет анизотропные магнитные свойства. Обычно эту сталь располагают так, чтобы направление прокатки совпадало с направлением потока в ярме (турбогенераторы) или в зубцах (гидрогенераторы).

Если обозначить через μ_τ магнитную проницаемость в тангенциальном, а через μ_R — в радиальном направлении, то для составляющих индукции в ярме статора можно получить:

$$B_R=B_L\frac{r^{-\alpha}-r^\alpha}{r_z^{-\alpha}-r_z^\alpha}\sin p\varphi, \qquad (3\text{-}40)$$

$$B_\tau=B_L\sqrt{\frac{\mu_\tau}{\mu_R}}\frac{r^{-\alpha}+r^\alpha}{r_z^{-\alpha}-r_z^\alpha}\cos p\varphi, \qquad (3\text{-}41)$$

где α — параметр, определяемый числом пар полюсов и отношением магнитных проницаемостей, $\alpha = p\sqrt{\mu_\tau/\mu_R}$.

На рис. 3-21 показано распределение составляющих индукции по ярму сердечника статора при разных отношениях $\sqrt{\mu_\tau/\mu_R}$. Для рассматриваемой картины принято $r_z = 0{,}667$ и $p = 1$. Применение холоднокатаной стали с направлением прокатки вдоль спинки приводит к повышенной неравномерности распределения магнитной индукции B_τ. По повышенной магнитной проницаемости μ_τ поток как бы оттесняется к внутреннему диаметру ярма.

Картина поля для $\mu_\tau/\mu_R = 1$ при внутреннем (ротор) и наружном (статор) расположении ярма по отношению к потоку в воздушном зазоре показана на рис. 3-22.

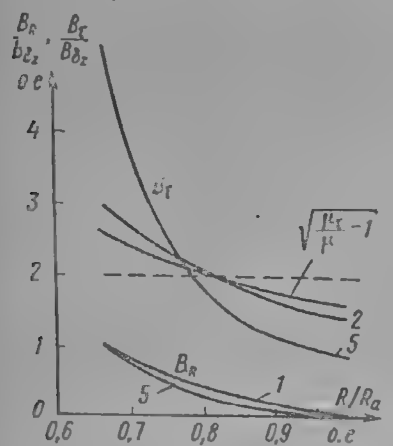


Рис. 3-21. Распределение индукции по высоте спинки статора двухполюсного турбогенератора ($R_i/R_a = 0{,}667$)

B_τ — на нейтрали между полюсами; B_R — на оси полюсов; штрихами указана средняя индукция на нейтрали

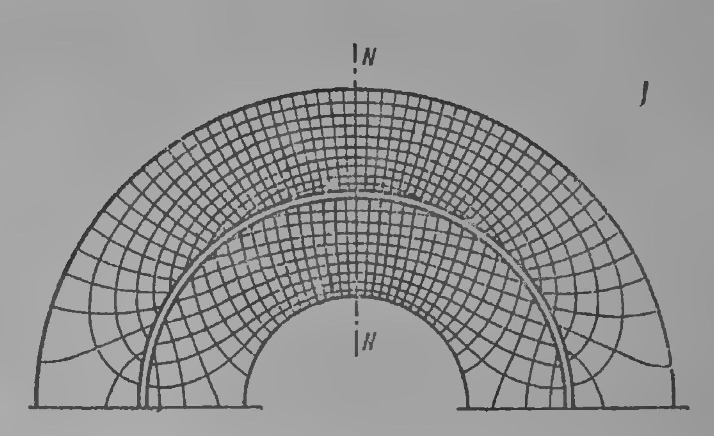


Рис. 3-22. Сетка линий индукции и равного потенциала в двухполюсном внутреннем и наружном якоре при синусоидальной кривой поля и $\mu = \text{const}$

Распределение индукции по ярму бочки ротора при постоянной магнитной проницаемости также будет определяться уравнением (3-33). В этом случае надо принять за r радиус, отнесенный к наружному радиусу ротора по дну пазов, т. е. $r = R/R_{2z}$, а за r_z — радиус внутреннего отверстия, отнесенный к наружному радиусу ротора по дну пазов, т. е. $r_z = R_0/R_{2z}$.

Если центральное отверстие отсутствует ($r_z = 0$) и при этом $p = 1$, то:

$$B_R = B_L \sin p\varphi, \quad B_\tau = B_L \cos p\varphi.$$

Индукция в ярме ротора $B_l = \sqrt{B_R^2 + B_\tau^2} = B_L$.

В этом случае имеет место равномерное распределение индукции по ярму и насыщение не будет искажать картины поля, полученной при постоянном значении μ.

Для определения н. с., необходимой для проведения потока через ярмо сердечника статора, следует произвести интегрирование напряженности магнитного поля вдоль ярма по силовой линии между точками a и b (рис. 3-23):

$$F_{a1} = \int_a^b H_a dl.$$

Интеграл не зависит от пути, но проще всего осуществить интегрирование вдоль части окружности радиуса r_z на длине одного полюсного деления. Тогда для напряженности магнитного поля получим:

$$H_a = \frac{B_L}{\mu} \cdot \frac{r_z^{-p} + r_z^p}{r_z^{-p} - r_z^p} \cos p\varphi = \frac{B_L}{\mu} \frac{1 + r_z^{2p}}{1 - r_z^{2p}} \cos p\varphi$$

и

$$F_{a1}=\frac{B_L}{\mu}\cdot\frac{1+r_z^{2p}}{1-r_z^{2p}}\int\limits_{p\varphi=\pi/2}^{p\varphi=3\pi/2} r_z\cos p\varphi\,d\varphi=\frac{2B_L}{\mu}\cdot\frac{r_z}{p}\cdot\frac{1+r_z^{2p}}{1-r_z^{2p}}. \quad (3\text{-}42)$$

Обычно принято расчет ярма производить, используя среднюю индукцию на нейтрали (3-36), и тогда (3-42) запишется как

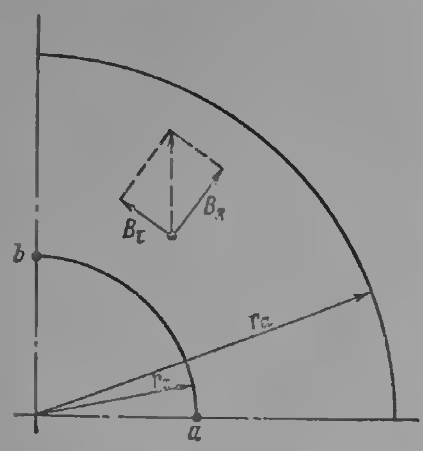


Рис. 3-23. К определению н. с. ярма статора

$$F_{a1}=\frac{2B_{\tau\,ср}}{\mu}\cdot\frac{1+r_z^{2p}}{1-r_z^{2p}}(1-r_z).$$

Поскольку $B_{\tau ср}/\mu = H_{a1}$, окончательно получим

$$F_{a1}=2H_{a1}(1-r_z)\frac{1+r_z^{2p}}{1-r_z^{2p}}. \quad (3\text{-}43)$$

Обычно расчет производится по формуле:

$$F_{a1}=k_a\tau H_{a1}, \quad (3\text{-}44)$$

где k_a — поправочный коэффициент, определяемый интегрированием.

Приравнивая правые части (3-43) и (3-44), получим выражение для поправочного коэффициента при постоянном значении μ:

$$k_a=\frac{2(1-r_z)}{\tau}\cdot\frac{1+r_z^{2p}}{1-r_z^{2p}}=\frac{2p\,(1-r_z)}{\pi r_z}\cdot\frac{1+r_z^{2p}}{1-r_z^{2p}}.$$

Коэффициент k_a для различного числа пар полюсов обычно строится как функция $(1-r_z)/\tau = h_a/\tau$. Такая зависимость показана на рис. 3-24.

Интересно, что для холоднокатаной стали поправочный коэффициент получится в виде

$$k_a=\frac{2\alpha\,(1-r_z)}{\pi r_z}\cdot\frac{1+r_z^{2\alpha}}{1-r_z^{2\alpha}},$$

т. е. как результат замены p на $\alpha=p\sqrt{\mu_\tau/\mu_R}$.

При $\mu_\tau>\mu_R$ поправочный коэффициент будет уменьшаться по сравнению со случаем $\mu_\tau=\mu_R$, а при $\mu_\tau<\mu_R$ — наоборот, возрастать.

При учете насыщения картина распределения магнитного поля по ярму сердечника изменяется в сравнении с тем, что было получено при постоянном значении μ. Насыщение сердечника приводит к выравниванию распределения индукции по сечению ярма. В этом случае тангенциальная составляющая индукции на нейтрали становится почти постоянной.

Для определения н. с., необходимой для проведения потока, следует произвести интегрирование вдоль любой силовой линии магнитного поля. При учете насыщения н. с. ярма статора может быть также определена по формуле (3-44). Однако в этом случае коэффициент k_a должен учитывать распределение индукции с учетом насыщения.

Коэффициент k_a зависит как от геометрии ярма статора, числа полюсов, так и от степени насыщения. Он может быть определен экспериментально на моделях или с помощью построения картины поля с учетом насыщения. В [3-1] получена зависимость коэффициента k_a от отношения высоты спинки к полюсному делению и от среднего значения индукции на нейтрали между полюсами. Кривые рис. 3-25 получены при синусоидальном распределении поля в воздушном зазоре.

В некоторых случаях расчеты производятся по формуле вида $F_{a1}=H_a'l_a$, где H_a' — расчетная напряженность магнитного поля, соответствующая средней магнитной индукции B_a; l_a — расчетная длина силовой линии ярма статора.

В этом случае расчетная напряженность магнитного поля H'_a приводится в таблицах в зависимости от индукции. Такие таблицы, например, приведены в гл. 9, в которой рассмотрен пример расчета магнитной цепи синхронной явнополюсной машины.

Для многополюсных машин характерным является относительно слабое магнитное насыщение ротора. У явнополюсных машин обычно можно пренебрегать магнитным падением напряжения вдоль ярма ротора, поскольку высота спинки ротора в основном определяется механическими напряжениями. Для турбогенераторов и турбодвигателей, у которых число полюсов два или четыре, индукция в ярме ротора может достигать достаточно большой величины. В этом случае должно учитываться падение магнитного потенциала в ярме ротора. Если для неявнополюсных машин типа турбогенераторов ротор выполнен без

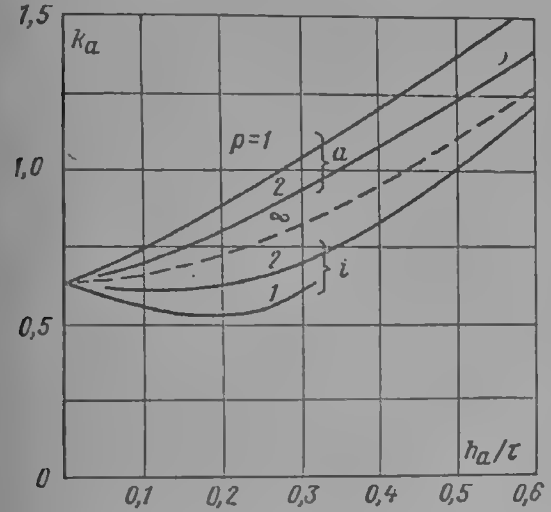


Рис. 3-24. Поправочный коэффициент k_a для определения н. с. в ярме сердечника ненасыщенной машины

a — внешнее ярмо. *i* — внутреннее ярмо. ∞ — ярмо бесконечного радиуса

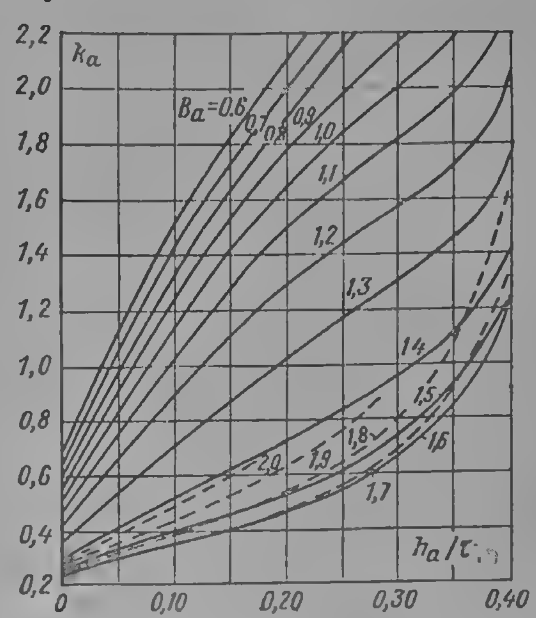


Рис. 3-25. Поправочный коэффициент k_a для определения н. с. в ярме сердечника из высоколегированной электротехнической стали с учетом насыщения при синусоидальном распределении потока для двухполюсной машины

центрального отверстия, то индукция на нейтрали между полюсами может быть определена по формуле:

$$B_{a2} = \frac{10^4 \cdot \Phi_2}{D_{2z}\left(l_2' + \frac{1}{3} D_{2z}\right)}, \quad тл, \tag{3-45}$$

где D_{2z} — диаметр по дну пазов бочки ротора, *см*; l_2 — длина бочки ротора, *см*.

При таком написании учитывается проникновение части потока из бочки ротора в хвостовины.

Поскольку для двухполюсных турбогенераторов индукция во всех точках ярма одинакова, то н. с. для ротора двухполюсного турбогенератора без центрального отверстия может быть определена по формуле:

$$F_{a2} = H_{a2} D_{2z}/2, \tag{3-46}$$

причем напряженность магнитного поля H_{a2} соответствует индукции (3-45).

При наличии центрального отверстия диаметром D_0 индукция на нейтрали между полюсами может определяться формулой:

$$B_{a2} = \frac{10^4 \cdot \Phi_2}{(D_{2z} - D_0)\left(l_2 + \frac{1}{3} D_{2z}\right)}. \tag{3-47}$$

Очевидно, что в этом случае необходимо введение поправочного коэффициента на неравномерность распределения магнитной индукции по ярму ротора.

Для двухполюсного ротора н. с. может быть рассчитана по формуле:

$$F_{a2} = H_{a2} k_{a2} D_{22}/2,$$

где H_{a2} — напряженность магнитного поля, определяемая по индукции (3-47); k_{a2} — поправочный коэффициент для учета насыщения и неравномерного распределения индукции.

Значение поправочного коэффициента k_{a2} для роторных сталей приведено на рис. 3-26 [2-10].

Рис. 3-26. Поправочный коэффициент k_{a2} к расчету н. с. ярма ротора с центральным отверстием

Выражение (3-46) может быть также использовано при расчете машин с числом полюсов больше двух. Расчетная длина в этом случае может быть записана как

$$l_{a2} = \frac{D_{22}}{2} \sin \frac{\pi}{2p}.$$

Однако при $2p > 2$ значение индукции в ярме ротора обычно значительно меньше, чем у двухполюсных машин, и поэтому поправочный коэффициент насыщения можно не учитывать.

3-5. ТОК РОТОРА И ПОЛЕ В ВОЗДУШНОМ ЗАЗОРЕ ПОД НАГРУЗКОЙ

Изложенные в предыдущих параграфах элементы расчета магнитной цепи дают возможность построить характеристику холостого хода, т. е. характеристику напряжения на зажимах машины в зависимости от тока намагничивания при холостом ходе машины. Такое построение является обязательным при проектировании любой электрической машины. Типичная характеристика холостого хода для синхронной машины показана на рис. 3-27. Касательная к начальной части характеристики, является характеристикой воздушного зазора.

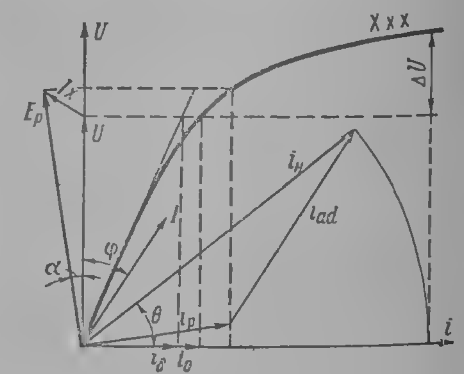


Рис. 3-27. Характеристика холостого хода и построение диаграммы Потье

Характеристика холостого хода строится для основного потока, проходящего по продольной оси машины, т. е. для оси, совпадающей с магнитной осью обмотки возбуждения. Машина, работающая под нагрузкой, возбуждает магнитное поле в воздушном зазоре как со стороны ротора, так и со стороны статора. Магнитные оси обмоток ротора и статора в этом режиме, как правило, сдвинуты в пространстве. Однако при обычных расчетах пользуются кривой намагничивания машины по продольной оси, т. е. кривой холостого хода, и методом наложения тока намагничивания и тока реакции якоря определяют результирующий ток под нагрузкой.

Существует несколько практических методов определения тока возбуждения под нагрузкой с учетом насыщения. При этом считают, что насыщение магнитной цепи машины можно определить с помощью характеристики холостого хода по э. д. с. за индуктивным сопротивлением $x_{\sigma 1}$ или x_p. При этом предполагается, что реальный поток, обусловливающий насыщение

машины, определяется величиной э. д. с. $E_{\sigma i}$ или E_p. Полученные таким образом токи возбуждения хорошо согласуются с опытом.

Наиболее употребительным практическим методом по определению тока возбуждения при нагрузке является диаграмма Потье. При построении такой диаграммы предполагается, что поток, соответствующий внутренней

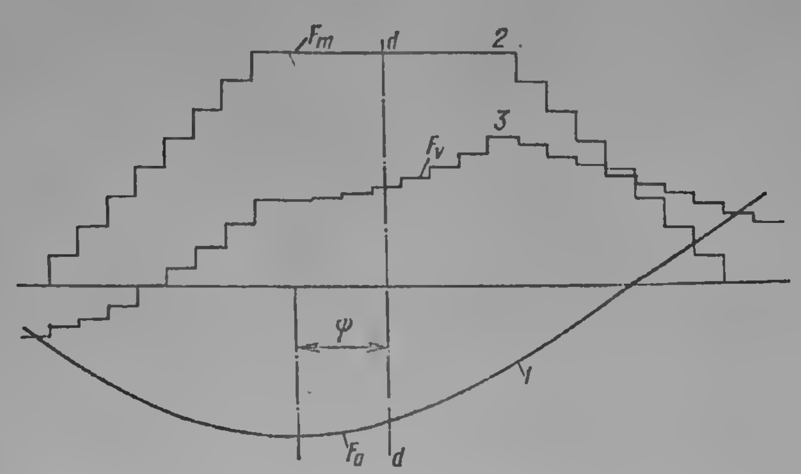


Рис. 3-28. Построение результирующей н. с. под нагрузкой двухполюсного турбогенератора

1 — н. с. якоря (основная волна). 2 — н. с. возбуждения. 3 — результирующая н. с.

э. д. с. E_p, вызывает насыщение определяемое по характеристике холостого хода. Точность построения диаграммы будет определяться правильным выбором фиктивного сопротивления x_p.

Характеристика намагничивания реальной машины под нагрузкой будет в большей степени зависеть от рассеяния обмотки возбуждения, чем при холостом ходе. Для учета этого обстоятельства вводят фиктивное индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора x_p, которое должно быть больше сопротивления рассеяния обмотки статора $x_{\sigma 1}$ и тем самым должно учесть повышенное насыщение машины при нагрузке по сравнению с холостым ходом.

Как показано в [2-10], x_p обычно составляет 0,8—0,85x_d'. Переходное сопротивление x_d' рассчитывается в этом случае обычным методом без учета насыщения.

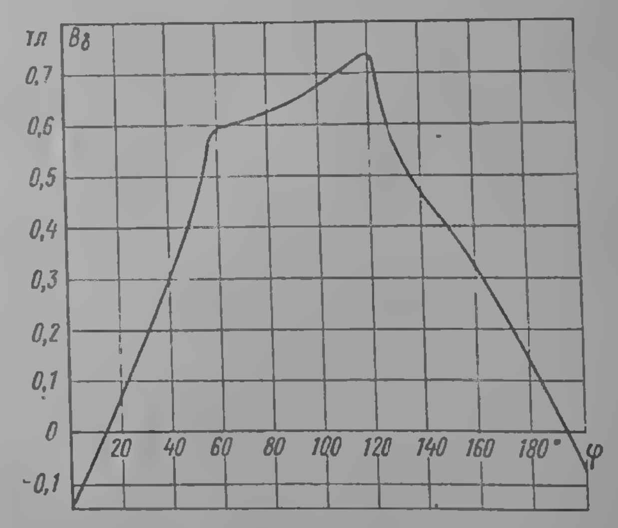


Рис. 3-29. Форма поля в воздушном зазоре двухполюсного турбогенератора под нагрузкой

Построение диаграммы Потье показано на рис. 3-27, где при построении токовой диаграммы токи повернуты относительно э. д. с. по часовой стрелке. Замыкающий вектор $i_н$ будет представлять ток возбуждения при номинальной нагрузке, номинальном напряжении и номинальном коэффициенте мощности и, следовательно, будет номинальным током возбуждения. В соответствии с диаграммой Потье он может быть определен по формуле:

$$i_н = \sqrt{i_{ad}^2 + i_p^2 + 2i_{ad}i_p \sin\psi},$$

где i_p — ток характеристики холостого хода, соответствующий напряжению E_p; i_{ad} — ток реакции якоря по продольной оси и $\psi = \varphi + \alpha$.

Существуют и другие аналогичные способы построения диаграмм н. с. для определения токов возбуждения под нагрузкой синхронных машин.

В частности, при расчете явнополюсных синхронных машин пользуются так называемой шведской диаграммой. При построении этой диаграммы определяют токи возбуждения при нагрузке в двух точках: $\cos\varphi = 0$ и $\cos\varphi = 1$. При этом индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора принимается равным действительному сопротивлению обмотки статора $x_{\sigma 1}$. Построение шведской диаграммы представлено на рис. 9-9.

При уточненных расчетах магнитных цепей рекомендуется построение магнитного потока в воздушном зазоре под нагрузкой. Такому построению должно предшествовать определение тока возбуждения и рабочего угла машины, например, с помощью диаграммы Потье. Построение поля в воздушном зазоре под нагрузкой может быть осуществлено при некоторых упрощающих допущениях. В частности, н. с. реакции якоря замещается первой

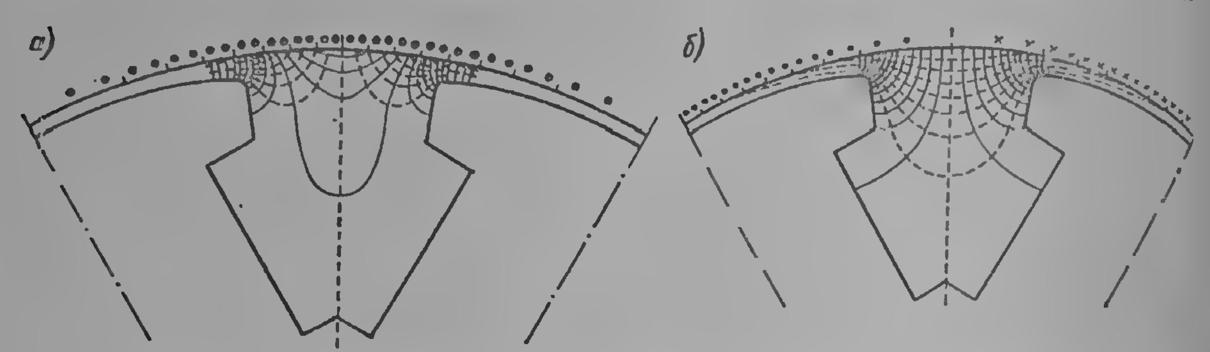


Рис. 3-30. Картина поля при продольной реакции якоря (а) и при поперечной реакции якоря (б)

гармонической. Допускается также, что расчет н. с., необходимой для проведения потока через ярмо ротора и статора, в первом приближении может производиться, как для синусоидального распределения потока в зазоре.

Построение может производиться следующим образом. Для неявнополюсной машины с помощью диаграммы э. д. с. определяют взаимное расположение осей ротора и статора. Н. с. реакции якоря основной гармонической и н. с. обмотки возбуждения в виде ступенчатой кривой определяют результирующую н. с. и положение нейтрали (рис. 3-28).

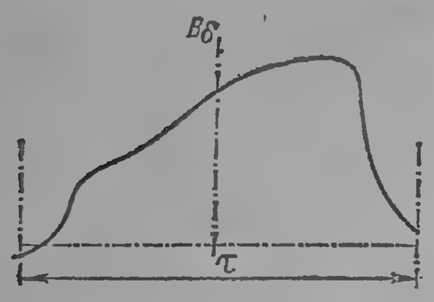


Рис. 3-31. Форма поля в воздушном зазоре синхронной явнополюсной машины под нагрузкой

Построение поля в воздушном зазоре при заданном значении н. с. в воздушном зазоре осуществляют обычным способом, как и для режима холостого хода [2-10]. Форма поля под нагрузкой двухполюсного турбогенератора показана на рис. 3-29. Искажение формы поля относительно вертикальной оси происходит из-за того, что результирующий поток оказывается сдвинутым относительно продольной оси ротора. Магнитное сопротивление малых зубцов ротора существенно выше, чем большого зубца. Выделение первой гармонической приводит к смещению основной гармонической потока относительно основной гармонической н. с. в воздушном зазоре.

Для явнополюсных машин характерным является различие в магнитной проводимости по продольной и поперечной осям даже без учета насыщения. Магнитное сопротивление по продольной оси будет существенно выше, чем по поперечной. Картина поля для продольной и поперечной реакции якоря синхронной явнополюсной машины показана на рис. 3-30. Форма поля в воздушном зазоре явнополюсной синхронной машины показана на рис. 3-31.

Построение поля в воздушном зазоре под нагрузкой представляет достаточно трудоемкую операцию. Принципы такого построения достаточно подробно изложены в [3-1], а также отчасти в [3-2] и [2-10]. Наиболее удобно осуществлять такие построения с помощью ЭВМ.

1

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ОБМОТКИ СТАТОРОВ

4-1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Обмотки якорей машин переменного тока располагаются, как правило, на неподвижной части машины — статоре, и поэтому они обычно называются статорными обмотками. Такое наименование является общепринятым.

В тех особых случаях, когда якорь машины располагается на роторе (например, у так называемых обращенных синхронных машин), к обмоткам, расположенным на роторе, применяется название «обмотки якоря».

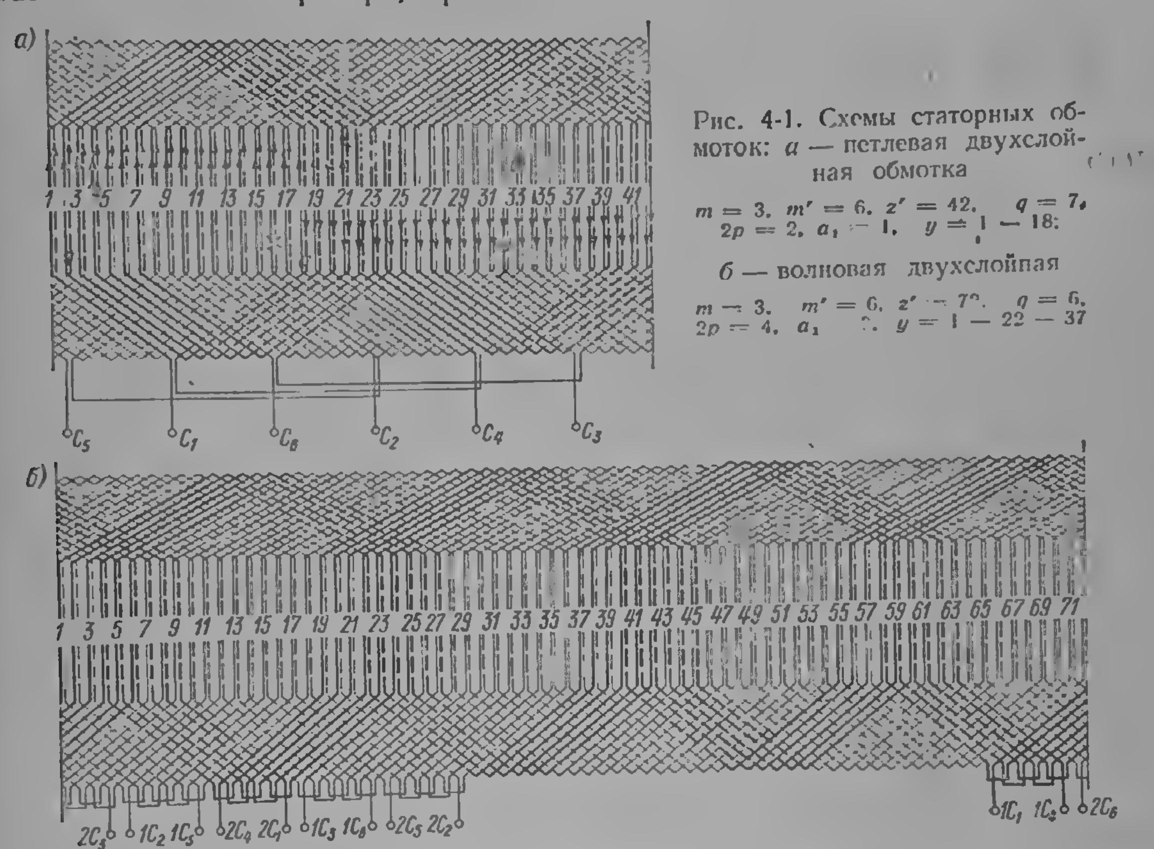


Рис. 4-1. Схемы статорных обмоток: *а* — петлевая двухслойная обмотка

$m = 3$, $m' = 6$, $z' = 42$, $q = 7$, $2p = 2$, $a_1 = 1$, $y = 1 - 18$;

б — волновая двухслойная

$m = 3$, $m' = 6$, $z' = 72$, $q = 6$, $2p = 4$, $a_1 = 2$, $y = 1 - 22 - 37$

Статорные обмотки по электрической схеме соединений разделяются на петлевые и волновые (рис. 4-1).

Для петлевой обмотки первый (основной) шаг по пазам y принимается обычно несколько меньшим диаметрального шага, равного полюсному делению τ. Второй (частичный) шаг по пазам y_2 выполняется для таких схем на одно пазовое деление меньшим первого шага y. Поэтому обычно для петлевых обмоток указывается только первый шаг по пазам, и он обозначается как шаг по пазам y.

На рис. 4-1, *а* шаг по пазам * составляет $y = 1 \div 18$, при этом ширина катушки, определяемая числом пазовых делений в шаге y, будет $B = 17$.

Отношение ширины катушки петлевой обмотки B к полюсному делению τ определяется как сокращение шага β:

$$\beta = B/\tau. \tag{4-1}$$

Полюсное деление τ в (4-1) следует определять через число пазовых делений в нем:

$$\tau = mq, \tag{4-2}$$

где m — число фаз статорной обмотки, q — число пазов на полюс и фазу.

---

* Запись $y = 1 \div 18$ означает, что начало катушки расположено в 1-м пазу, а конец — в 18-м.

Тогда (4-1) запишется в виде

$$\beta = \frac{B}{mq} = \frac{mq - k}{mq}, \tag{4-3}$$

где $k = 0, 1, 2, 3, \ldots, mq - 1$.

Число пазов на полюс и фазу q является важнейшим показателем, характеризующим свойства электрической схемы обмотки. Оно определяется следующим образом:

$$q = \frac{z_1}{2mp}, \tag{4-4}$$

где z_1 — число пазов статора, p — число пар полюсов.

Числа z_1, B, p и m всегда являются целыми. Число пазов на полюс и фазу q может быть как целым, так и дробным, и в зависимости от этого обмотку называют обмоткой с целым или дробным q.

Для большинства машин переменного тока общепромышленного назначения число фаз $m = 3$, и тогда (4-3) и (4-4) записываются как

$$\beta = \frac{B}{3q} = \frac{3q - k}{3q}, \tag{4-5}$$

$$q = \frac{z_1}{6p}. \tag{4-6}$$

Для схемы на рис. 4-1, *а* число $q = 7$ и $\beta = \frac{17}{3 \cdot 7} = 0{,}81$ является типичным значением для трехфазной обмотки.

Для волновой обмотки (рис. 4-1, *б*) первый (частичный) шаг по пазам y принимается обычно удлинённым, а второй (частичный) шаг y_2 — укороченным по отношению к полюсному делению τ так, чтобы имело место соотношение $B + B_2 \approx 2\tau$, где B — ширина первой (удлиненной) катушки, B_2 — ширина второй (укороченной) катушки.

Для волновой схемы обычно указывается общий шаг, содержащий первый и второй частичные шаги по пазам одновременно. На рис. 4-1, *б* этот шаг $y = 1 \div 22 \div 37$.

Сокращение шага β определяется по первому шагу y:

$$\beta = 2 - \frac{B}{mq} = 2 - \frac{mq + k}{mq}, \quad k = 0, 1, 2, 3, \ldots, mq - 1. \tag{4-7}$$

В случае трехфазной обмотки $m = 3$ и

$$\beta = 2 - \frac{B}{3q} = 2 - \frac{3q - k}{3q}. \tag{4-8}$$

Для волновой схемы на рис. 4-1, *б* согласно (4-8) получим $\beta = 2 - \frac{21}{3 \cdot 6} = 0{,}833$.

Схема характеризуется также числом параллельных ветвей a в каждой фазе. Для симметричных обмоток с целым q число параллельных ветвей не может быть больше числа полюсов $2p$, причем в общем случае

$$2p/a \text{ — целое число.} \tag{4-9}$$

Число пазов на полюс и фазу q при дробном его значении удобно записывать в виде

$$q = b + c/d, \tag{4-10}$$

где b — целое число; c/d — правильная дробь, причем c и d — взаимно простые числа и d не кратно трем.

Обе рассмотренные схемы относятся к так называемым распределенным цепным схемам, которые нашли преимущественное распространение для машин переменного тока.

По способу выполнения обмотки подразделяются на катушечные, стержневые и всыпные.

Катушечные обмотки выполняются из отдельных катушек, состоящих из двух или более витков (рис. 4-3). Реже могут встречаться одновитковые катушки. Катушечные обмотки выполняются, как правило, петлевыми.

Для крупных электрических машин каждая катушка формуется отдельно и затем укладывается в открытые пазы сердечника статора.

Катушки соединяются между собой с помощью перемычек в электрическую схему.

Стержневая обмотка выполняется из отдельных полукатушек — стержней (рис. 4-2). Формованные стержни укладываются в открытые пазы сердечника статора и затем соединяются между собой в общую электрическую схему.

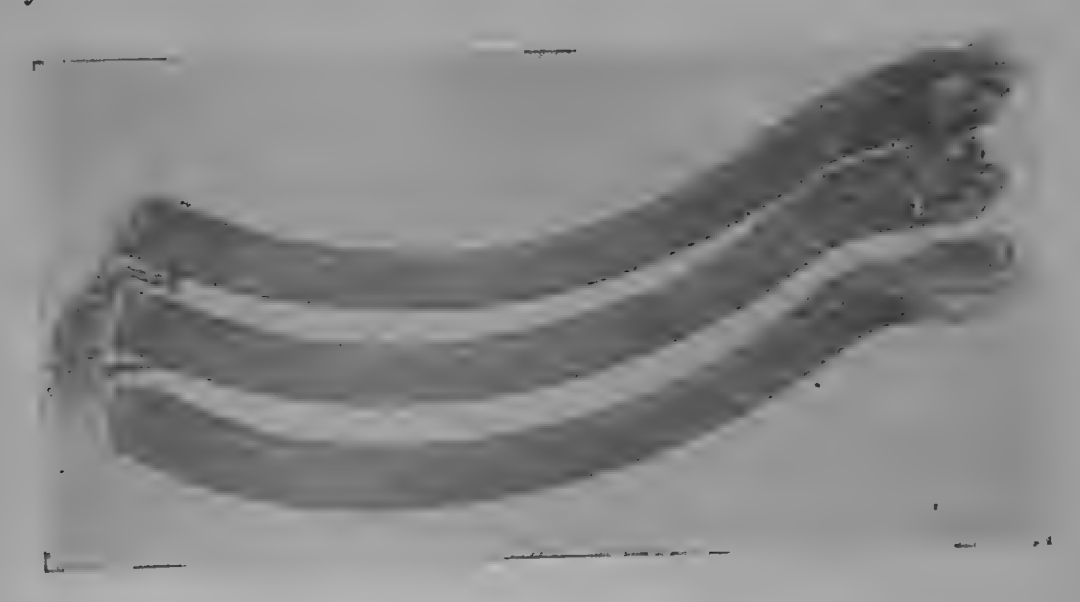


Рис. 4-2. Стержень петлевой обмотки

Стержневые обмотки выполняются как петлевыми, так и волновыми. Например, в гидрогенера́торах большой мощности применяются стержневые волновые обмотки, в турбогенераторах — стержневые петлевые обмотки.

Всыпные обмотки выполняются из непрерывных витков, всыпаемых в пазовые изоляционные гильзы, причем непрерывные витки могут образовывать катушки, катушечные группы или даже всю фазу. Всыпные обмотки могут выполняться как петлевыми, так и волновыми. Они применяются для машин малой мощности и низкого напряжения или машин специального назначения (например, для машин повышенной частоты). Катушечные обмотки преимущественно применяются для средних и крупных двигателей переменного тока и гидрогенераторов малой и средней мощности. Стержневые обмотки нашли применение для турбо- и гидрогенераторов средней и большой мощности.

В большинстве случаев статорные обмотки являются двухслойными и реже однослойными. В первом случае в пазу располагаются две стороны катушек, во втором случае в каждом пазу — только одна сторона катушек (рис. 4-4). Если число активных витков в пазу обозначить через $s_{п1}$, то для однослойной стержневой обмотки будем иметь $s_{п1} = 1$, для двухслойной стержневой $s_{п1} = 2$ и т. д. Сторона катушки двухслойной обмотки, расположенная ближе к расточке статора, называется верхней стороной; сторона катушки, расположенная на дне паза, называется нижней стороной. Счет катушек производят по одной стороне, обычно верхней.

Катушки, принадлежащие одной фазе и расположенные друг возле друга под одним полюсом, образуют катушечную группу, или фазную зону.

Катушечные группы определяются числом катушек, расположенных рядом. Очевидно, что для обмотки с целым q число катушек в катушечной группе будет равно q. Ширина фазовой зоны выражается в градусах или в долях электрической окружности. Катушечные группы при дробном числе пазов на полюс и фазу могут иметь различное число катушек под различными полюсами, причем в этом случае число катушек в катушечных группах будет b или $b + 1$.

Все элементы обмотки находятся под электрическим напряжением относительно земли и друг друга поэтому они всегда изолируются. Изоляция катушки по отношению к земле и к другим катушкам обычно называется основной или корпусной. Изоляция между отдельными витками внутри катушки называется витковой.

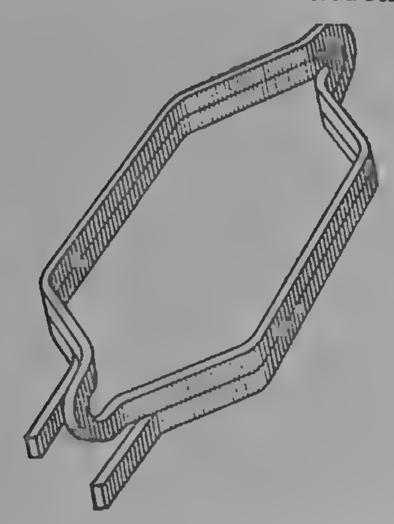


Рис. 4-3. Двухвитковая катушка петлевой обмотки

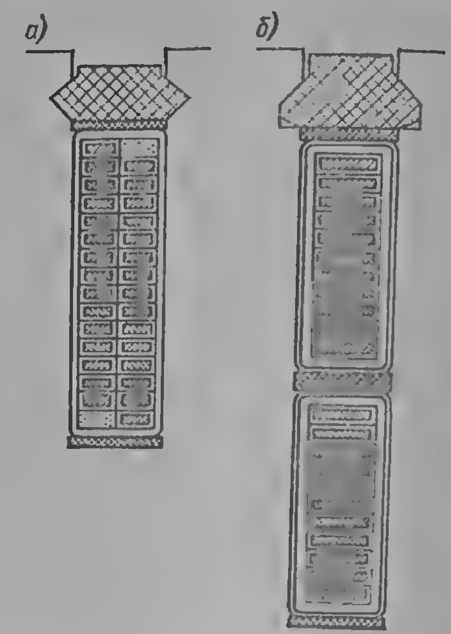


Рис. 4-4. Сечение паза статорной обмотки: *а* — однослойной; *б* — двухслойной

Если сечение одного витка достаточно велико, то с целью уменьшения дополнительных циркуляционных потерь оно образуется из отдельных транспонированных элементарных проводников. Изоляция элементарных проводников называется собственной изоляцией проводников.

Проектирование статорных обмоток состоит: а) в определении обмоточных данных, которые включают в себя число пазов, объем тока в пазу, число параллельных ветвей, тип обмотки и пр.; б) в составлении электрической схемы; в) в конструировании обмотки.

Выбор обмоточных данных удобней иллюстрировать на примерах проектирования конкретных типов машин, и поэтому эти вопросы будут рассмотрены во второй части книги. Здесь же рассматриваются общие вопросы, касающиеся составления схем.

Электрическая схема статорной обмотки машины переменного тока должна удовлетворять следующим требованиям:

1. Обеспечивать наилучшее использование активного объема электрической машины и технологическую простоту выполнения самой обмотки.

2. Обеспечивать высокую чистоту э. д. с. в соответствии с требованиями ГОСТ или технических условий на поставку.

3. Обеспечивать отсутствие в кривой н. с. реакции якоря высших гармонических, нежелательных с точки зрения дополнительных потерь, магнитного шума, радиопомех, механической вибрации, а для асинхронных машин — заметных паразитных моментов.

В специальных случаях перед электрической схемой могут быть поставлены и другие задачи.

В зависимости от конкретных условий схемы должны обеспечивать преимущества тем или иным требованиям. При целом числе пазов на полюс

и фазу q принципы составления схем удобно иллюстрировать на примере двухполюсных машин, поскольку эти принципы без каких-либо ограничений могут быть распространены на обмотку с любым числом полюсов.

С точки зрения максимального использования заданного объема следует рассматривать э. д. с. и н. с. первой гармонической, поскольку только они участвуют в полезном преобразовании энергии. С точки зрения чистоты э. д. с. и дополнительных потерь следует рассматривать также э. д. с. и н. с. высших гармонических.

Как уже отмечалось, в подавляющем большинстве случаев в машинах переменного тока применяются трехфазные ($m = 3$) шестизонные обмотки, которые обеспечивают достаточно высокое использование активной зоны, необходимые параметры и экономичность передачи и преобразования электрической энергии. При этом фазы соединяются в звезду или треугольник. На рис. 4-5 показаны такие соединения обмоток с одной и двумя параллельными ветвями.

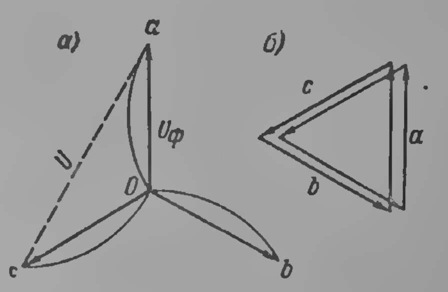


Рис. 4-5. Соединение фаз трехфазной обмотки: *а* – звезда, $a_1 = 1$; *б* — треугольник, $a_2 = 2$

Генераторы переменного тока, предназначенные для выработки и передачи энергии, соединяются с повышающим трансформатором. Низкая сторона трансформатора обычно соединяется в Δ, а высокая сторона в $\curlywedge$.

Обычно напряжение одной фазы обозначают через $U_ф$, а напряжение между фазами через U. Напряжение U, называемое еще и линейным напряжением, является номинальным напряжением машины. При соединении фаз в треугольник $U = U_ф$; при соединении фаз в звезду, как следует из рис. 4-5, $U = 2U_ф \sin(\pi/3) = \sqrt{3}U_ф$.

Высшие гармонические напряжения в линии при соединении обмотки в звезду по сравнению с гармоническими напряжениями в фазе составляют $U_\nu = 2U_{ф\nu} \sin(\nu\pi/3)$.

Очевидно, что для гармонических, кратных трем, $\sin(\nu\pi/3) = 0$ и $U_{3,9,\dots} = 0$, т. е. в линейном напряжении гармонические кратные трем, отсутствуют.

Гармонические не кратные трем, как следует из рис. 4-6, будут суммироваться в линии аналогично первой гармонической напряжения, т. е. $U_\nu = \sqrt{3}\, U_{ф\nu}$, где $\nu = 1, 5, 7, 11, 13, \dots$

При соединении в треугольник гармонические, кратные трем, будут вызывать токи, циркулирующие по треугольнику, причем падение напряжения на обмотке будет равно возбуждающему напряжению и, следовательно, в линии напряжения гармонических, кратных трем, также не будет: $U_{3,9,\dots} = 0$.

Остальные гармонические будут присутствовать в линии, как и основная гармоническая, т. е. $U_\nu = U_{ф\nu}$, $\nu = 5, 7, 11, 13, \dots$

Если применить к линейным выводам обмотки закон Кирхгофа для тока, то получим: для соединения в звезду $I = I_ф$, т. е. равенство линейного и фазного тока; для соединения в треугольник $I = \sqrt{3}I_ф$, т. е. линейный ток в $\sqrt{3}$ раза больше, чем фазный.

Если нет каких-либо дополнительных обстоятельств, то соединение в звезду является преимущественным, так как при этом в обмотке отсутствуют циркуляционные токи, кратные трем, и при одинаковых фазных напряжениях обеспечивается меньший линейный ток. Циркуляционные токи, кратные трем, при соединении обмотки в треугольник могут вызывать значительные дополнительные потери как в обмотке статора, так и в обмотке ротора. Поэтому при соединении обмоток в треугольник рекомендуется применять дополнительные меры для снижения содержания гармонических, кратных трем, в потоке холостого хода (в напряжении), например, за счет выбора обмоточных коэффициентов.

Кроме трехфазных обмоток, иногда применяются многофазные с числом фаз больше трех. Такие обмотки применяются с целью искусственного снижения напряжения мощных турбогенераторов, а также с целью повышения использования активного объема, уменьшения дополнительных потерь от высших гармонических н. с. Если генераторы работают на выпрямительную нагрузку, то многофазные обмотки имеют по сравнению с трехфазными преимущества как в отношении качества вырабатываемой энергии (меньшая пульсация выпрямленной э. д. с.), так и в отношении самой машины (меньшие дополнительные потери).

Однако многофазные обмотки требуют более сложного выполнения самой машины и зачастую усложняют элементы передачи и трансформации энергии, поэтому такие обмотки применяются в специальных случаях.

В большинстве случаев стремятся выполнять симметричные обмотки, к которым относятся обмотки с равными по величине э. д. с. в ветвях и фазах, с равными угловыми сдвигами между фазами. При этом для обмоток с дробным значением q н. с.реакции якоря будет несимметричной.

К несимметричным обмоткам относят обмотки, у которых имеется неравенство в индуктируемых э. д. с. в ветвях и фазах или неравные угловые сдвиги между ними. Очевидно, что многие теоретически несимметричные обмотки могут обладать достаточно небольшой несимметрией и практически по своим параметрам мало отличаться от симметричных. Такие обмотки с малой несимметрией также находят практическое применение.

Э. д. с., индуктируемые в обмотках, зависят от схемы соединения обмоток и от формы поля в воздушном зазоре. Схема обмотки устанавливает порядок суммирования векторов э. д. с. отдельных катушек в фазе. Общепринято производить суммирование гармонических э. д. с. в катушке с помощью коэффициентов сокращения $k_{об\beta}$, а суммирование э. д. с. отдельных катушек в фазе с помощью коэффициентов распределения $k_{обq}$, которые учитывают расположение катушек в фазовой зоне.

Для катушек, образующих систему векторов э. д. с. с одинаковым угловым сдвигом между соседними векторами, коэффициент распределения обычно находится в общем виде; это прежде всего относится к симметричным обмоткам с целым и дробным q, когда катушечная группа занимает всю фазовую зону.

4-2. КОЭФФИЦИЕНТ СОКРАЩЕНИЯ ШАГА

Выбор сокращения (или удлинения) шага катушки β производится обычно исходя из двух условий. Во-первых, из условия э. д. с., при которой достаточно высокое использование потока первой гармонической должно сочетаться с уменьшением содержания высших гармонических в кривой э. д. с., и во-вторых, из условия н. с., при которой содержание высших гармонических в кривой н. с. реакции якоря также должно быть по возможности ограничено.

Обычно требования по сокращению шага β из условий э. д. с. и из условий н. с. совпадают или являются достаточно близкими. Однако они, вообще говоря, могут не согласовываться. Например, при наличии в потоке только основной (первой) гармонической или при очень слабом содержании высших гармонических в потоке шаг обмотки из условия э. д. с. мог бы быть выбран диаметральным ($\beta = 1$). Но даже и при достаточно малом содержании высших гармонических в э. д. с. катушки в кривой н. с. реакции якоря при $\beta = 1$ может иметь место достаточно высокое содержание высших гармонических, которые могут привести к повышению дополнительных потерь на роторе и к дополнительному магнитному рассеянию в воздушном зазоре.

Учитывая, что в реальной машине поток в воздушном зазоре в той или иной степени содержит высшие гармонические и снижение состава высших гармонических в н. с. реакции якоря является необходимым условием снижения потерь, нагрева и рассеяния в воздушном зазоре, современные ма-

шины переменного тока всегда выполняются с сокращением шага (т. е. $\beta < 1$).

В этом параграфе рассматриваются вопросы выбора сокращения шага β из условия высокого использования первой гармонической потока и достаточно малого содержания высших гармонических в кривой э. д. с. катушки.

Э. д. с. основной гармонической, наведенная в стержне (на одной стороне катушки), определяется известным выражением:

$$E_1 = 2{,}22f\Phi, \; в, \tag{4-11}$$

где E_1 — действующее значение э. д. с. стержня, Φ — амплитуда потока основной гармонической, *вб*, f — основная частота изменения потока, 1/*сек*.

Э. д. с. высших гармонических порядка ν, наведенные в этом стержне, будут

$$E_{\nu 1} = 2{,}22f_\nu\Phi_\nu, \; в, \tag{4-12}$$

где $E_{\nu 1}$ — действующее значение э. д. с. ν-й гармонической стержня, Φ_ν — амплитуда потока ν-й гармонической, *вб*, f_ν — ν-я частота изменения потока, 1/*сек*.

Величины э. д. с., приведенные на второй стороне катушки, E_2 и $E_{\nu 2}$ будут определяться теми же формулами (4-11) и (4-12).

Сумма э. д. с. каждой частоты на обеих сторонах катушки будет определяться геометрическим сложением E_1 и E_2 (или $E_{\nu 1}$ и $E_{\nu 2}$) и, следовательно, будет зависеть от сокращения шага (рис. 4-6). При диаметральном шаге ($\beta = 1$) э. д. с. катушки будет (если ν — нечетное)

$$E = 2E_1, \; E_\nu = 2E_{\nu 1}. \tag{4-13}$$

При любом другом сокращении шага β э. д. с. катушки

$$E = 2E_1 \sin\frac{\pi}{2}\beta = 4{,}44f\Phi \sin\frac{\pi}{2}\beta.$$

$$E_\nu = 2E_{\nu 1} \sin\frac{\nu\pi}{2}\beta = 4{,}44f_\nu\Phi_\nu \sin\frac{\nu\pi}{2}\beta.$$

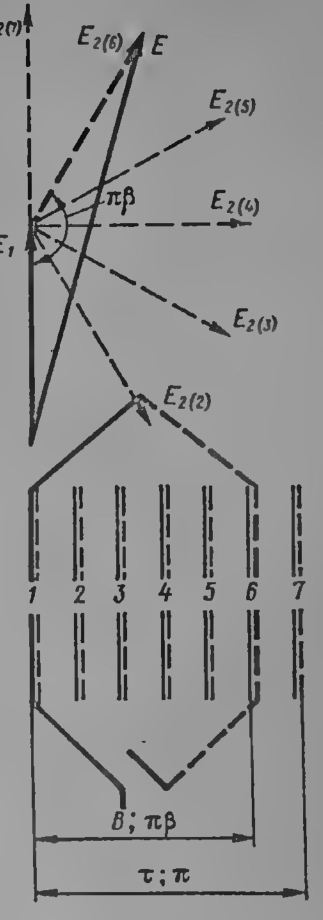


Рис. 4-6. К определению коэффициента сокращения шага $k_{об\beta}$

$\tau = 6$, $B = 5$, $\beta = 5/6$, $k_{об\beta} = \sin\frac{\pi}{2}\beta$

Коэффициент сокращения шага, представляющий собой отношение модуля геометрической суммы э. д. с. обеих сторон катушки к их арифметической сумме, для основной гармонической определяется как

$$k_{об\beta} = \sin\frac{\pi}{2}\beta, \tag{4-14}$$

для ν-й гармонической

$$k_{об\beta\nu} = \sin\frac{\nu\pi}{2}\beta. \tag{4-15}$$

Очевидно, что при любом $\beta \neq 1$ коэффициент сокращения основной гармонической меньше, чем при диаметральном шаге ($\beta = 1$).

Поскольку сокращение шага ($\beta < 1$) выбирают для снижения высших гармонических, представляет интерес рассмотреть условия равенства нулю коэффициента $k_{об\beta\nu}$ в зависимости от ν и сокращения шага β.

Из (4-15) следует, что $k_{об\beta\nu}$ будет равен нулю при $\frac{\nu\pi}{2}\beta = \frac{\pi}{2}(\nu - k)$, где $k = 1, 3, 5, 7, \ldots, \nu$, откуда

$$\beta = (\nu - k)/\nu. \tag{4-16}$$

Очевидно, что при $k \neq 1$ сокращение шага β по (4-16) может оказаться невыгодным для первой гармонической.

Например, при уничтожении 7-й гармонической э. д. с. могут быть выбраны следующие сокращения шага:

k	1	3	5	7
β	0,857	0,572	0,286	0

В этом случае полезнее, конечно, принять $k = 1$ и $\beta = 0{,}857$. Если же желательно уничтожить гармоническую более высокого порядка, например $\nu = 31$, то сокращения шага могут быть такими:

k	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	...	31
β	0,968	0,904	0,840	0,775	0,71	0,645	0,581	0,516	0,451	0,387	...	0

и k может быть выбрано 5 или 7 и, следовательно, $\beta = 0{,}840$ или 0,775.

Гармонический анализ полей магнитных потоков в воздушном зазоре машин переменного тока показывает, что наиболее сильно выраженными, как правило, оказываются высшие гармонические более низкого порядка, для которых $\nu = 3, 5, 7, 9$. Причем амплитуда гармонической обычно падает с порядковым номером.

Поскольку гармонические э. д. с., кратные 3, в многофазных обмотках могут быть исключены соединением фаз, например в звезду, то сокращение шага часто выбирают из условия уничтожения гармонических 5, 7, 11 или 13. При этом формула (4-16) используется при $k = 1$ и, следовательно,

$$\beta = (\nu - 1)/\nu. \tag{4-17}$$

В этом случае, когда стремятся ослабить одновременно две соседние гармонические (без учета гармонических, кратных 3), например 5 и 7 или 11 и 13 и т. д., то сокращение шага выбирается по формуле

$$\beta = \nu/(\nu + 1), \tag{4-18}$$

если брать более низкое значение ν в паре рассматриваемых (например, $\nu = 5$, если ослабляют 5 и 7-ю гармонические), или по формуле

$$\beta = (\nu - 2)/(\nu - 1), \tag{4-19}$$

если брать более высокое значение ν (например, $\nu = 7$ в той же паре 5 и 7).

Коэффициенты сокращения шага $k_{об\beta\nu}$ для β по (4-18) и (4-19) будут одинаковыми для соседних гармонических:

ν; $\nu+2$	5; 7	11; 13	17; 19
β	5/6 = 0,833	11/12 = 0,917	17/18 = 0,945
$k_{об\beta\nu}$	0,259	−0,131	0,087
$k_{об\beta\nu+2}$	0,259	−0,131	0,087
$k_{об\beta}$	0,966	0,991	0,996

Как правило, у трехфазных обмоток стремятся ослабить в первую очередь 5 и 7-ю гармонические и поэтому выбирают сокращение β, равное 0,833 или близкое к 0,8. У шестифазных обмоток рекомендуется, как будет показано ниже, иметь β, равное 0,917 или близкое к 0,9.

В табл. 4-1 приведены коэффициенты сокращения шага для основной и высших гармонических в трехфазной обмотке.

Таблица 4-1

Коэффициент сокращения шага $k_{об\beta\nu}$ для трехфазных обмоток

β	Гармонические ν							
	1	3	5	7	9	11	13	15
3/5	0,809	0,309	−1,000	0,309	0,809	−0,809	−0,309	1,000
2/3	0,866	0	−0,866	0,866	0	−0,866	0,866	0
5/7	0,901	−0,222	−0,623	1,000	−0,623	−0,222	0,901	−0,901
3/4	0,924	−0,383	−0,383	0,924	−0,924	0,383	0,383	−0,924
7/9	0,940	−0,500	−0,174	0,766	−1,000	0,766	−0,174	−0,500
4/5	0,951	−0,588	0	0,588	−0,951	0,951	−0,588	0
5/6	0,966	−0,707	0,259	0,259	−0,707	0,966	−0,966	0,707
6/7	0,975	−0,782	0,434	0	−0,434	0,782	−0,975	0,975

Представляет интерес рассмотреть также условия, при которых коэффициент сокращения шага для высших гармонических равен коэффициенту сокращения основной гармонической, т. е. условия, при которых высшие гармонические выбором сокращения шага не ослабляются. Из равенств (4-14) и (4-15) следует, что $\frac{\nu\pi}{2}\beta \pm \pi k = \frac{\pi}{2}\beta$ и, следовательно,

$$\nu = 1 \pm 2k/\beta; \quad k = 1, 2, 3, 4, \ldots \tag{4-20}$$

или

$$\beta = 2k/(\nu \pm 1), \quad k = 1, 2, 3, 4, \ldots \tag{4-21}$$

Это и есть условия выполнения равенства $k_{об\beta} = k_{об\beta\nu}$.

Подставляя значения $k = 1, 2, 3, \ldots$ и $\nu = 1, 3, 5, 7, \ldots$ в (4-21), получим таблицу сокращений шага β, при которых обеспечивается равенство $k_{об\beta}$ и $k_{об\beta\nu}$ определенных гармонических (табл. 4-2).

Таблица 4-2

Зависимость $\beta = \frac{2k}{\nu \pm 1}$ от ν при равенстве $k_{об\beta} = k_{об\beta\nu}$

ν	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23
	0,500	0,333	0,250	0,200	0,166	0,143	0,125	0,111	0,100	0,091	0,083
	1,000	0,500	0,333	0,250	0,200	0,166	0,143	0,125	0,111	0,100	0,091
		0,666	0,500	0,400	0,333	0,286	0,250	0,222	0,200	0,182	0,166
		1,000	0,666	0,500	0,400	0,333	0,286	0,250	0,222	0,200	0,182
			0,750	0,600	0,500	0,429	0,375	0,333	0,300	0,273	0,250
			1,000	0,750	0,600	0,500	0,429	0,375	0,333	0,300	0,273
				0,800	0,666	0,572	0,500	0,444	0,400	0,364	0,333
				1,000	0,800	0,666	0,572	0,500	0,444	0,400	0,364
					0,833	0,715	0,625	0,555	0,500	0,455	0,416
					1,000	0,833	0,715	0,625	0,555	0,500	0,455
						0,858	0,750	0,666	0,600	0,546	0,500
						1,000	0,858	0,750	0,660	0,600	0,546
							0,875	0,777	0,700	0,636	0,583
							1,000	0,875	0,777	0,700	0,636
								0,888	0,800	0,728	0,666
								1,000	0,888	0,800	0,728
									0,900	0,819	0,750
									1,000	0,900	0,819
										0,910	0,833
										1,000	0,916
											1,000

Таким образом, не всякое сокращение шага β может привести к уменьшению той или иной гармонической по сравнению с основной. Например, шаг $\beta = 0{,}8$ уничтожит пятую гармоническую, но не ослабит 9, 11, 19, 21-ю и т. д. гармонические. Следовательно, некоторых сокращений шага желательно избегать.

При зубчатом выполнении статора сокращение шага β может принимать только дискретные значения. Первоначально рассмотрим обмотку с целым q. При $m = 3$, $m' = 6$ и $q = 2$, например, можно получить согласно (4-5) следующие значения β при ширине катушки B, см. (4-7):

B	6	5	4	3	2	1	0
β	1	0,833	0,666	0,500	0,333	0,166	0

Сопоставляя полученный результат со значениями β в табл. 4-2, убедимся, что гармонические 11, 13, 23-я, . . . не могут быть уменьшены выбором любого сокращения шага β, так как все сокращения, полученные в нашем примере, полностью перекрываются значениями β для ν = 11, 13, 23, . . . Кроме того, 5 и 7-я гармонические не будут ослабляться только при β = 0,333; 0,500 и 0,666; 9-я гармоническая — только при β = 0,500 и т. д.

Особый интерес заслуживают те гармонические (в нашем примере ν = 11, 13, 23, . . .), которые при зубцовом исполнении статора вообще не могут быть ослаблены выбором сокращения шага. Определим, при каком

целом q те или иные гармонические не могут быть ослаблены с помощью β. Для этого, как следует из изложенного, необходимо совместить условие (4-3) с выражением β по (4-21), тогда в общем виде получим

$$\beta = \frac{2k}{\nu \pm 1} = \frac{mq - k}{mq}$$

и

$$\nu = \frac{2mqk}{mq - k} \pm 1, \tag{4-22}$$

причем в числителе и знаменателе k, независимо друг от друга, принимают следующие значения:

$k = 1, 2, 3, \ldots$ — в числителе,

$k = 1, 2, 3, \ldots, mq - 1$ — в знаменателе.

Очевидно, что гармонические по (4-22) будут иметь коэффициент сокращения шага, всегда равный основному в том случае, если они будут удовлетворять (4-22) уже при минимальной ширине катушки, т. е. при $B = 1$ и $k = mq - 1$ в знаменателе; тогда (4-22) запишется как

$$\nu_z = 2mqk \pm 1, \quad k = 0, 1, 2, 3, \ldots \tag{4-23}$$

Если определять ν из (4-22) при ширине катушки $B > 1$, т. е. при k меньшем $mq - 1$, то будут получены гармонические, содержащие помимо ν_z также гармонические, для которых только некоторые (но не все) сокращения β являются условием равенства $k_{об\beta}$ и $k_{об\beta\nu}$.

Гармонические ν_z могут быть также определены из (4-22) при $k = 1$, т. е. ширина катушки $B = mq - 1$.

Для нашего примера получим порядок гармонических по (4-22) при различных B:

$B = 1$, $\nu_z = 2 \cdot 3 \cdot 2\ k \pm 1 = 11, 13, 23, 25, \ldots$, (только зубцовые);

$$B = 2, \quad \nu = \frac{2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot k}{2} \pm 1 = 5, 7, 11, 13, \ldots;$$

$$B = 3, \quad \nu = \frac{2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot k}{3} \pm 1 = 3, 5, 7, 9, 11, 13, \ldots;$$

$$B = 4, \quad \nu = \frac{2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot k}{4} \pm 1 = 5, 7, 11, 13, \ldots;$$

$$B = 5, \quad \nu_z = \frac{2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot k}{5} \pm 1 = 11, 13, 23, 25, \ldots \text{ (только зубцовые)}.$$

Гармонические ν_z, определяемые формулой (4-23), называются зубцовыми гармоническими и играют большую роль в теории обмоток электрических машин переменного тока. Основные зубцовые гармонические (их две) находятся по (4-23) при $k = 1$, т. е.

$$\nu_{z1} = 2mq \pm 1, \tag{4-24}$$

порядок их определяется числом пазов на два полюса $2mq$.

Зубцовые гармонические, как уже отмечалось, не могут быть ослаблены с помощью выбора шага обмотки, и поэтому содержание их в кривой поля должно быть по возможности незначительным. Однако анализ поля в воздушном зазоре машин с зубчатым статором показывает, что зубцовые гармонические в поле особенно сильно проявляются при относительно малом числе пазов на полюс и фазу. Поэтому, если не принимаются специальные меры, содержание зубцовых гармонических в э. д. с. катушки может быть весьма существенным.

Основные зубцовые гармонические для некоторых значений q трехфазной обмотки представлены ниже:

q	1		2		3		4		5		6		7		8	
$2mq$	6		12		18		24		30		36		42		48	
ν_{z1}	5	7	11	13	17	19	23	25	29	31	35	37	41	43	47	49

Таким образом, при малых значениях q порядок зубцовых гармонических также относительно низок и, поскольку обычно более низкие зубцовые гармонические имеют большую амплитуду в поле машины, то для машин с малым значением q обычно при $q \leqslant 4$ необходимо принимать специальные меры по снижению зубцовых гармонических в э. д. с. катушки.

Одним из эффективных методов повышения порядка зубцовых гармонических является применение дробного числа пазов на полюс и фазу. Действительно, если по (4-10)

$$q = b + \frac{c}{d} = \frac{bd + c}{d},$$

то, очевидно, порядковый номер зубцовых гармонических по (423) и (4-24) будет определяться следующим образом:

$$\nu_z = 2m\,(bd + c)\,k \pm 1, \quad k = 0,\ 1,\ 2,\ 3,\ \ldots \tag{4-25}$$

и

$$\nu_{z1} = 2m\,(bd + c) \pm 1. \tag{4-26}$$

Следовательно, на порядок зубцовых гармонических в этом случае будет сказываться не само q, а его числитель $bd + c$.

Ниже для иллюстрации приведены номера основных зубцовых гармонических для дробной трехфазной обмотки с малыми значениями q:

q	$1\,{}^{1}/_{2}$		$1\,{}^{1}/_{4}$		$1\,{}^{2}/_{4}$		$1\,{}^{3}/_{4}$		$1\,{}^{17}/_{19}$	
$2m\,(\beta d + c)$	18		30		36		42		216	
ν_{z1}	17	19	29	31	35	37	41	43	217	219

Следовательно, даже при малых значениях q подбором соответствующей дробности для него порядок зубцовых гармонических может быть существенно повышен по сравнению с целым q.

Обмотки с дробным q имеют более усложненную схему, а также ряд особенностей, связанных с реакцией якоря таких обмоток, поэтому целесообразность принятия конкретного значения q будет рассмотрено особо. Здесь же отметим, что турбогенераторы, будучи быстроходными машинами, как правило, имеют число пазов на полюс и фазу в трехфазном исполнении, равное или большее 5, а тихоходные гидрогенераторы и многополюсные машины переменного тока могут иметь q, равное 1—3, и поэтому обмотки с дробным q обычно применяются для этих тихоходных машин.

Уже говорилось, что петлевые обмотки с целью экономии обмоточных материалов, изоляции и по технологическим причинам укладки и выемки катушек всегда выполняются с сокращением шага ($B \leqslant \tau$).

Волновые обмотки выполняются с удлиненным шагом ($B \triangleright \tau$), однако все изложенное для обмотки с сокращенным шагом остается справедливым и для обмотки с удлиненным шагом при равенстве сокращения шага β по (4-3) и по (4-7). В этом смысле коэффициент β иногда более правильно называют относительным шагом.

4-3. КОЭФФИЦИЕНТ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Для основной гармонической э. д. с. двухполюсная машина содержит по окружности расточки статора 360°.

Многоугольник э. д. с. такой обмотки будет замкнутой окружностью при $q = \infty$ или вписанным в эту окружность многоугольником при конечном значении q (рис. 4-7). Многофазные обмотки выполняются, как правило, разрезными, т. е. замкнутая обмотка разрезается на отдельные обмотки, которые образуют фазы. Суммирование отдельных э. д. с. каждой катушки для обычных обмоток производится с помощью коэффициентов распределения $k_{обq}$. Для основной гармонической (рис. 4-7) коэффициент распределения представляется как отношение хорды к дуге (при $q = \infty$) или модуля замыкающего вектора к арифметической сумме отдельных э. д. с. (при q — конечном числе). Очевидно, что максимальное использование активной зоны по первой гармонической будет при наибольшем значении обмоточного коэффициента $k_{обq}$.

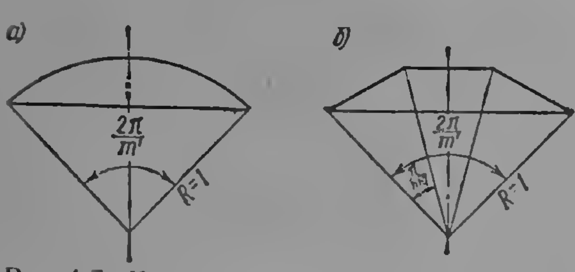


Рис. 4-7. К определению коэффициента распределения $k_{обq}$: а — при $q = \infty$ $k_{обq\infty} = \frac{\sin(\pi/m)}{\pi/m'}$; б — при $q=3$ $k_{обq} = \frac{\sin(\pi/m')}{q' \sin\frac{\pi}{2mq}}$

Из рис. 4-7 непосредственно следует, что коэффициент распределения $k_{обq}$ для равномерно разбитой обмотки (при $q = \infty$) определяется выражением:

$$k_{об\,q} = \frac{\sin(\pi/m')}{\pi/m'}, \qquad (4\text{-}27)$$

где m' — число фазовых зон, на которые разбита обмотка; m' может быть определенным образом связано с числом фаз m, а именно $m' = m$ или $m' = 2m$.

В частности, для некоторых характерных значений m' получим также $k_{обq\infty}$:

m	3		6		9		12		15		∞
m'	3	6	6	12	9	18	12	24	15	30	∞
Фазовая зона, *град*	120	60	60	30	40	20	30	15	24	12	0
α, *град*	120	120	60	30	40	40; 20	30	15	24	24; 12	0
$k_{обq\infty}$	0,827	0,955	0,955	0,988	0,980	0,992	0,988	0,998	0,990	0,999	1,0

Поскольку при $p = 1$ геометрическое суммирование векторов может быть произведено в пределах только одного полюса, а суммарные векторы каждой фазовой зоны складываются алгебраически, то при $m' = 2m$ обеспечивается лучшее использование обмотки, чем при $m' = m$. В результате трехфазные обмотки ($m = 3$) обычно выполняются шестизонными ($m' = 6$), шестифазные обмотки ($m = 6$) — двенадцатизонными ($m' = 12$) и т. д.

При повышении числа фаз (при прочих равных условиях) увеличивается коэффициент распределения $k_{обq\infty}$ и, следовательно, повышается использование машины. Очевидно, что высокое использование может быть достигнуто уже при $m = 3$ и $m' = 6$, так как при этом $k_{обq\infty} = 0,955$. Поэтому подавляющее большинство трехфазных обмоток выполняется шестизонными.

Переход от $m = 3$ ($m' = 6$) к $m = 6$ ($m' = 12$) в ряде случаев также может иметь практический смысл, поскольку при этом использование повышается на 2,62% и достигает 0,988.

При $m > 6$ ($m' > 12$) увеличение использования будет составлять только 0,4—1,2%, но в то же время могут возникнуть большие конструктивные трудности при выполнении самой обмотки, в основном из-за повышенного числа выводов. Поэтому обмотки с $m > 6$ почти не применяются.

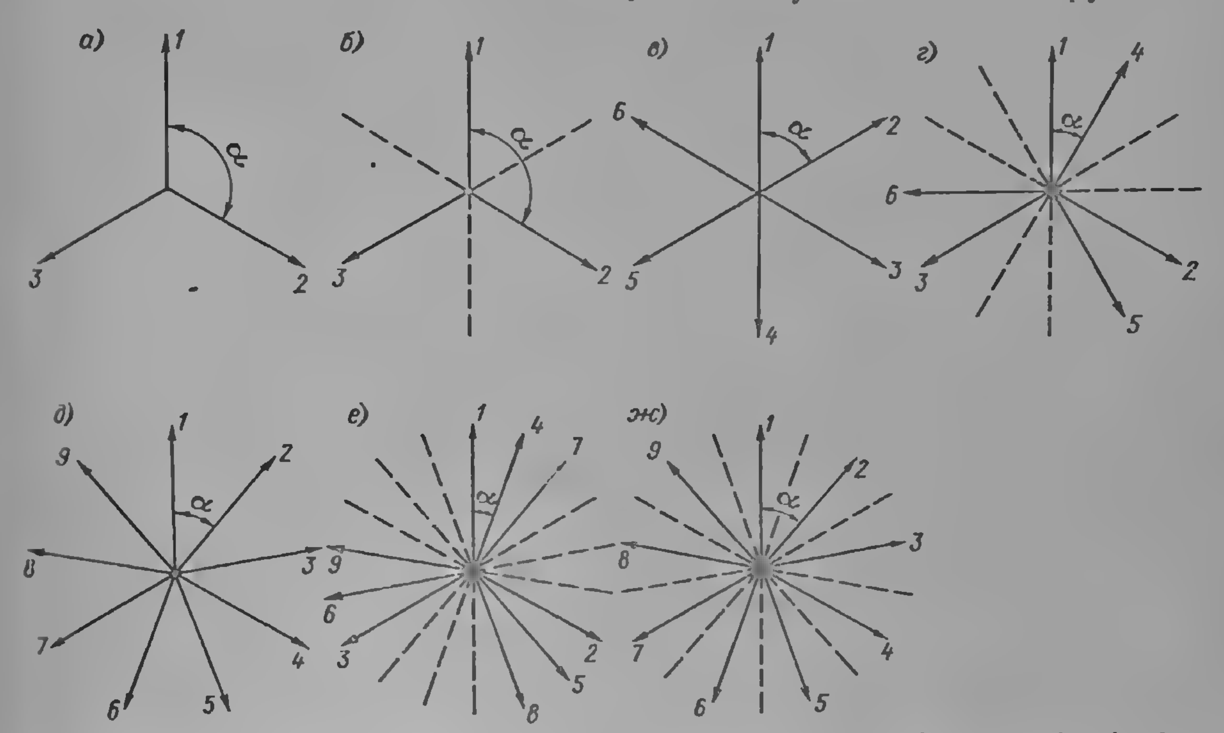


Рис. 4-8. Образование многофазных систем: $m = 3$, $m' = 3$, $\alpha = 120°$ (а); $m = 3$, $m' = 6$, $\alpha = 120°$ (б); $m = 6$, $m' = 6$, $\alpha = 60°$ (в); $m = 6$, $m' = 12$, $\alpha = 30°$ (г); $m = 9$, $m' = 9$, $\alpha = 40°$ (д); $m = 9$, $m' = 18$, $\alpha = 20°$ (е); $m = 9$, $m' = 18$, $\alpha = 40°$ (ж)

Характерным является и то, что при $m' = m$ все многофазные системы образуют звезды с равномерным угловым сдвигом между соседними фазами

$$\alpha = 2\pi/m. \qquad (4\text{-}28)$$

При $m' = 2m$ только многофазные системы с нечетным $m = 3, 9, 15, \ldots$ могут образовывать звезды с равномерным угловым сдвигом (4-28). Если же $m' = 2m$ и m — четное число ($m = 6, 12, \ldots$), то, вообще говоря, угол сдвига между ближайшими фазами будет $\alpha = \pi/m$, т. е. в два раза меньше, чем при нечетном m.

В этом случае векторы будут группироваться около одной оси (как это показано на рис. 4-8), образуя как бы несколько трехфазных систем, число которых равно четному множителю в m.

Например, при $m = 6$ и $m' = 12$ обмотка состоит из двух трехфазных систем, сдвинутых на 30°; при $m = 12$ и $m' = 24$ такая обмотка образована уже из четырех трехфазных систем, сдвинутых на 15°.

При нечетном $m \geqslant 3$ может быть образована как многофазная система с равномерным сдвигом α между соседними фазами, так и система из группирующихся трехфазных систем (рис. 4-8).

Таким образом, с точки зрения использования число фазовых зон m' должно быть больше, чем число фаз, в 2 раза ($m' = 2m$), причем фазовые

зоны могут быть соединены последовательно (в этом случае число параллельных ветвей для двухполюсной машины $a_1 = 1$) или параллельно (число параллельных ветвей равно числу полюсов $a_1 = 2$).

Высшие гармонические напряжения могут суммироваться также с помощью коэффициентов распределения. Поскольку для гармонической, порядок которой ν, все угловые величины возрастают в ν раз по сравнению с первой гармонической, то коэффициент распределения для ν-й гармонической будет

$$k_{об\,q\infty\nu} = \frac{\sin(\nu\pi/m')}{\nu\pi/m'}. \tag{4-28а}$$

Для того чтобы коэффициент распределения для ν-й гармонической был равен нулю, следует иметь $\nu\pi/m' = k\pi$, $k = 1, 3, 5, \ldots$ или

$$\nu = km', \; k = 1, 3, 5, \ldots \tag{4-29}$$

Следовательно, некоторые гармонические в кривой напряжения могут отсутствовать при той или иной ширине фазовой зоны. Ниже показаны гармонические, отсутствующие в напряжении при различных числах фазовых зон:

m'	3	6	9	12	15
$k_{обq\infty\nu} = 0$ для следующих ν	3, 9, 15, 21, ...	—	9, 27, 45	—	15, 45, 75, ...

Таким образом, гармонические, кратные 3, будут отсутствовать при $m' = 3$, что, в частности, учитывается при выборе ширины зоны однофазной обмотки (240°), поскольку уничтожить гармонические, кратные 3, другими путями в однофазной обмотке оказывается затруднительным.

Как было показано выше, при соединении обмоток в звезду гармонические, кратные 3, в линейном напряжении также будут отсутствовать, поэтому для трехфазных обмоток число фазовых зон почти всегда предпочитают иметь равным 6.

Остальные гармонические имеют коэффициент распределения для $q = \infty$ меньший, чем коэффициент первой гармонической. Вследствие этого форма напряжения распределенной обмотки даже при диаметральном шаге будет лучше приближаться к синусоиде, чем форма поля в воздушном зазоре. Например, коэффициенты распределения для $m' = 3$ и 6 при $q = \infty$ будут составлять:

m'	k_{wq}	$k_{wq3,9}$	$k_{wq\nu}$ ($\nu \neq 3, 9, \ldots$)
3	0,827	0	$\pm (1/\nu)$ 0,827
6	0,955	$(2/\nu)$ 0,955	$\pm (1/\nu)$ 0,955

Нами рассматривается распределенная обмотка с $q = \infty$ и равномерно разбитыми фазовыми зонами, т. е. ширина фазовой зоны составит 60° для $m' = 6$, 30° для $m' = 12$ и т. д. Можно показать, что если при $m' = 2m$ фазовые зоны могут приниматься неодинаковыми под каждым из полюсов, то и при этом могут быть уничтожены те или иные высшие гармонические в э. д. с. обмотки.

Пусть ширина фазовой зоны равномерно разбитой обмотки составляет $\gamma = 2\pi/m' = \pi/m$; тогда ширина фазовой зоны, расширенной под одним полюсом, будет $\gamma + 2\Delta$ (рис. 4-9), суженной под другим полюсом — составит $\gamma - 2\Delta$ (таким образом, средняя ширина зоны γ). В соответствии с этим коэффициент распределения первой фазовой зоны по (4-27) будет

$$k_{об\,q,\,+\Delta} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{m'} + \Delta\right)}{\frac{\pi}{m'} + \Delta},$$

второй фазовой зоны —

$$k_{об\,q,\,-\Delta} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{m'} - \Delta\right)}{\frac{\pi}{m'} - \Delta}.$$

Коэффициент распределения обеих фазовых зон

$$k_{\text{об}\,q\Delta}=\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m'}+\Delta\right)+\sin\left(\frac{\pi}{m'}-\Delta\right)}{\frac{\pi}{m'}+\Delta+\frac{\pi}{m'}-\Delta}=$$

$$=\frac{\sin\frac{\pi}{m'}}{\frac{\pi}{m'}}\cos\Delta=k_{\text{об}\,q}\cos\Delta=k_{\text{об}\,q}\sin\frac{\pi}{2}\beta_q, \qquad (4\text{-}30)$$

где $\beta_q=1-2\Delta/\pi$ — сокращение фазовой зоны (по аналогии с β — сокращением шага) и

$$2\Delta=\pi(1-\beta_q). \qquad (4\text{-}31)$$

Следовательно, расширение одной фазовой зоны и сужение другой равносильно укорочению шага, коэффициент $\sin\frac{\pi}{2}\beta_q$ при этом может быть назван коэффициентом сокращения зоны:

$$k_{\text{об}\,q\beta}=\sin\frac{\pi}{2}\beta_q. \qquad (4\text{-}32)$$

Очевидно, что коэффициент сокращения зоны для высших гармонических

$$k_{\text{об}\,q\beta\nu}=\sin\frac{\nu\pi}{2}\beta_q. \qquad (4\text{-}33)$$

Уравнения (4-14), (4-15) тождественны (4-32) и (4-33), поэтому все выводы относительно выбора и свойств коэффициента сокращения шага могут быть распространены и на коэффициент сокращения зоны.

Например, если требуется уничтожить 47-ю гармоническую, то согласно (4-17) $\beta_q=(48-1):47=\frac{46}{47}$, и по (4-31) $2\Delta=\pi(1-\beta)=\pi:47=7{,}65°$.

Коэффициент сокращения зоны для основной гармонической при этом $k_{\text{об}\,q\beta}=\sin\frac{\pi}{2}\frac{46}{47}=0{,}9999$.

Рис. 4-9. К расчету коэффициента распределения неравномерных зон

Обмотки с сокращенной зоной при $q=\infty$ и q — целым числом обычно не принимаются, так как те же результаты достигаются за счет сокращения шага β. Однако представление о таком выполнении обмотки подводит вплотную к идее обмотки с дробным q, когда в фазовых зонах располагаются катушечные группы разной величины.

Для зубчатого статора с целым q коэффициент распределения (рис. 4-7) для основной гармонической будет

$$k_{\text{об}\,q}=\frac{\sin\frac{\pi}{m'}}{q'\sin\frac{\pi}{m'q'}}=\frac{\sin\frac{\pi}{m'}}{q'\sin\frac{\pi}{2mq}}, \qquad (4\text{-}34)$$

для ν-й гармонической

$$k_{\text{об}\,q\nu}=\frac{\sin\frac{\nu\pi}{m'}}{q'\sin\frac{\nu\pi}{m'q'}}=\frac{\sin\frac{\nu\pi}{m'}}{q'\sin\frac{\nu\pi}{2mq}}, \qquad (4\text{-}35)$$

где $q'=\frac{z_1}{pm'}$ — число пазов в фазовой зоне, причем, поскольку при $m'=2m$ имеем $q'=q$, а при $m'=m$ имеем $q'=2q$, то $m'q'=2mq$.

Значения коэффициентов распределения $k_{\text{об}q\nu}$ для некоторых значений q для трехфазной шестизонной обмотки ($m=3$, $m'=6$) и шестифазной двенадцатизонной обмотки ($m=6$, $m'=12$) представлены в табл. 4-3 и 4-4.

Таблица 4-3

Коэффициент распределения $k_{обq\nu}$
для трехфазных шестизонных обмоток ($m = 3$, $m' = 6$)

ν	q или bd + c (при дробном q)							
	4	5	6	7	8	9	10	∞
1	0,958	0,957	0,957	0,957	0,956	0,955	0,955	0,955
3	0,654	0,646	0,644	0,642	0,641	0,640	0,639	0,639
5	0,205	0,200	0,197	0,195	0,194	0,194	0,193	0,191
7	—0,158	—0,149	—0,145	—0,143	—0,141	—0,140	—0,140	—0,136
9	—0,270	—0,247	—0,236	—0,229	—0,225	—0,222	—0,220	—0,212
11	—0,126	—0,110	—0,102	—0,097	—0,095	—0,093	—0,092	—0,087
13	0,126	0,102	0,092	0,086	0,083	0,081	0,079	0,073
15	0,270	0,200	0,172	0,158	0,150	0,145	0,141	0,127
17	0,158	0,102	0,084	0,075	0,070	0,066	0,064	0,056
19	—0,205	—0,110	—0,084	—0,072	—0,066	—0,062	—0,060	—0,059
21	—0,654	—0,274	—0,172	—0,143	—0,127	—0,118	—0,112	—0,091
23	—0,958	—0,149	—0,092	—0,072	—0,063	—0,057	—0,054	—0,041
25	—0,958	0,200	0,102	0,075	0,063	0,056	0,052	0,038
27	—0,654	0,648	0,236	0,158	0,127	0,111	0,101	0,071
29	—0,205	0,957	0,145	0,086	0,066	0,056	0,050	0,033
31	0,158	0,957	—0,194	—0,097	—0,070	—0,056	—0,050	—0,031
33	0,270	0,646	—0,644	—0,229	—0,150	—0,118	—0,105	—0,058
35	0,126	0,200	—0,957	—0,143	—0,083	—0,062	—0,052	—0,027
37	—0,126	—0,149	—0,957	0,195	0,095	0,066	0,054	0,026
39	—0,270	—0,247	—0,664	0,642	0,225	0,145	0,112	0,049
41	—0,158	—0,110	—0,197	0,957	0,141	0,081	—0,060	0,023
43	0,205	0,102	0,145	0,957	—0,194	—0,093	—0,064	—0,022

В табл. 4-4 представлены гармонические, которые могут быть выражены в. н. с. реакции якоря обмотки с $m = 6$ и $m' = 12$.

Коэффициенты распределения основной гармонической обмотки с конечным q всегда будут несколько большими, чем при $q = \infty$. Для шестизонной обмотки для $q = 8$ и больше практически можно принимать, как и для $q = \infty$, $k_{обq} = 3 : \pi = 0{,}955$; для двенадцатизонной обмотки в этом случае можно принимать, как и для $q = \infty$, $k_{обq} = 0{,}988$.

Характерным является и то, что при конечном q коэффициенты распределения высших гармонических могут существенно отличаться от таковых при $q = \infty$.

Таблица 4-4

Коэффициент распределения $k_{об\nu}$
для шестифазных двенадцатизонных обмоток ($m = 6$, $m' = 12$)

ν	q или bd + c (при дробном q)							
	2	3	4	5	6	7	8	∞
1	0,991	0,990	0,989	0,989	0,989	0,989	0,989	0,988
11	0,131	0,105	0,098	0,095	0,093	0,092	0,092	0,090
13	—0,131	—0,095	—0,086	—0,082	—0,080	—0,079	—0,078	—0,076
23	—0,991	—0,095	—0,065	—0,055	—0,051	—0,049	—0,047	—0,043
25	—0,991	0,1053	0,065	0,054	0,049	0,046	0,044	0,040
35	—0,131	0,990	0,086	0,054	0,043	0,038	0,036	0,028
37	0,131	0,990	—0,098	—0,055	—0,043	—0,038	—0,035	—0,027
47	0,991	0,105	—0,989	—0,082	—0,049	—0,038	—0,032	—0,021
49	0,991	—0,095	—0,989	0,095	0,051	0,038	0,032	·0,020
59	0,131	—0,095	—0,098	0,989	0,080	0,046	0,035	0,017
61	—0,131	0,105	0,086	0,989	—0,093	—0,049	—0,036	—0,016
71	—0,991	0,990	0,065	0,095	—0,989	—0,079	—0,044	—0,014
73	—0,991	0,990	—0,065	—0,082	—0,989	0,093	0,047	0,013
83	—0,131	0,105	—0,086	—0,055	—0,093	0,989	0,078	0,012
85	0,131	—0,095	0,098	0,054	0,080	0,989	—0,092	0,012

Условие уничтожения ν-й гармонической для обмотки с целым q остается тем же, что и для бесконечно распределенной обмотки: $\nu = mk$, т. е. оно не выполняется для обмотки с числом фазовых зон, большим в два раза числа фаз ($m' = 2m$), и может быть выполнено только для $m' = m$.

Интересно рассмотреть также условия равенства коэффициентов распределения для основной и высших гармонических. Из сопоставления (4-34) с (4-35) следует, что аргументы числителей и знаменателей в этих равенствах должны быть попарно равны, т. е.

$$\frac{\nu\pi}{m'} \pm \pi k = \frac{\pi}{m'}, \quad \frac{\nu\pi}{m'q'} \pm \pi k = \frac{\pi}{m'q'}, \quad k = 1, 2, 3, \ldots$$

что приводит к условиям:

$$\nu = m'k \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, \ldots; \qquad (4\text{-}36)$$

$$\nu = m'q'k \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, \ldots \qquad (4\text{-}37)$$

Очевидно, что оба условия будут удовлетворены одновременно, когда ν будет определяться по (4-37). Следовательно, единственным условием равенства $k_{обq}$ и $k_{обq\nu}$ является условие:

$$\nu_z = m'q'k \pm 1 = 2mqk \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, \ldots \qquad (4\text{-}38)$$

Соотношение (4-38) в точности совпадает с (4-23) и является, очевидно, формулой для определения порядка зубцовых гармонических.

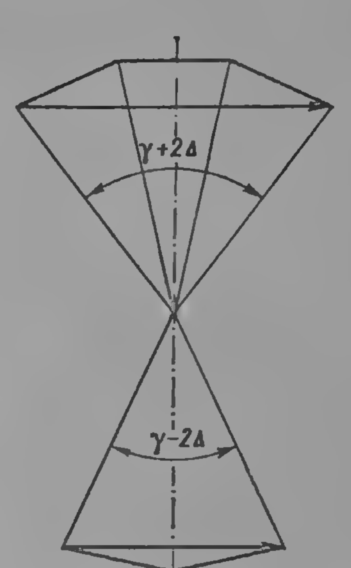


Рис. 4-10. К расчету коэффициента распределения при $q = b + \frac{1}{2}$

Для того чтобы повысить порядок зубцовых гармонических, применяют обмотки с дробным числом на полюс и фазу. Идея применения обмотки с дробным q состоит в том, что для такой обмотки ширина фазовых зон под полюсами будет неодинаковой и при суммировании э. д. с. под всеми полюсами ν_z будет существенно повышено.

Первоначально рассмотрим q с дробностью вида $q = b + \frac{c}{d} = b + \frac{1}{2}$. Как будет показано, к этому случаю можно привести большой класс обмоток с дробным q.

Поскольку в рассматриваемом случае знаменатель дробности $d = 2$, то машина может быть двухполюсной. Очевидно, что под одним полюсом будет располагаться катушечная группа из $b + 1$ катушки, а под другим полюсом — из b катушек (рис. 4-10). Таким образом, ширина фазовой зоны под первым полюсом будет на $\frac{1}{2}$ пазового деления больше, а под вторым полюсом — на $\frac{1}{2}$ пазового деления меньше, чем средняя (60°) зона, равная $b + \frac{1}{2}$. В этом случае коэффициент распределения обеих фазовых зон

$$k_{об\,q} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{m'} + \Delta\right) + \sin\left(\frac{\pi}{m'} - \Delta\right)}{(2b+1)\sin\frac{\pi}{2mq}} = \frac{2\sin\frac{\pi}{m'}\cos\Delta}{(2b+1)\sin\frac{\pi}{2mq}} = k_{об\,q}k_{об\,q\beta}, \qquad (4\text{-}39)$$

где

$$k_{об\,q\beta} = \sin\frac{\pi}{2}\beta_q \qquad (4\text{-}40)$$

— коэффициент сокращения фазовой зоны,

$$\beta_q = 1 - \frac{2\Delta}{\pi} = 1 - \frac{1}{2mq} = 1 - \frac{1}{m(2b+1)} \qquad (4\text{-}41)$$

— сокращение фазовой зоны.

При целом q и фазовых зонах различной ширины коэффициент распределения, очевидно, будет

$$k_{об\,q} = \frac{\sin\frac{\pi}{m'}}{q\sin\frac{\pi}{2mq}}\sin\frac{\pi}{2}\beta_q,$$

где $\beta_q = 1 - \frac{n}{mq}$ — сокращение фазовой зоны, n — число пазов, на которое сокращена фазовая зона по сравнению со средней ее шириной.

Покажем, что формула (4-39) может быть заменена обычным соотношением для коэффициента распределения с равномерными фазовыми зонами, если принять вместо q значение $2b+1$. В этом случае

$$\frac{\sin\frac{\pi}{m'}\sin\frac{\pi}{2}\beta_q}{\frac{2b+1}{2}\sin\frac{\pi}{2mq}} = \frac{\sin\frac{\pi}{m'}}{(2b+1)\sin\frac{\pi}{2m(2b+1)}}$$

и, следовательно, $\sin\frac{\pi}{2}\beta_q = \cos\frac{\pi}{2m(b+1)}$, откуда получим $\beta_q = 1 - \frac{1}{m(2b+1)}$, что в точности соответствует (4-41), и формула (4-39) может быть заменена такой:

$$k_{об\,q} = \frac{\sin\frac{\pi}{m'}}{(2b+1)\sin\frac{\pi}{2m(2b+1)}}. \tag{4-42}$$

Для высших гармонических коэффициент распределения для $q = b + \frac{1}{2}$ будет

$$k_{об\,q\nu} = \frac{\sin\frac{\nu\pi}{m'}}{(2b+1)\sin\frac{\nu\pi}{2m(2b+1)}}. \tag{4-43}$$

Условия равенства $k_{обq} = k_{обq\nu}$, очевидно, приведут к определению зубцовых гармонических

$$\nu_z = 2m(2b+1) \pm 1,\ k = 1, 2, 3, \ldots \tag{4-44}$$

Основные зубцовые гармонические ($k = 1$) для некоторых $q = b + \frac{1}{2}$ представлены ниже:

q	$1^1/_2$		$2^1/_2$		$3^1/_2$		$4^1/_2$		$5^1/_2$		$6^1/_2$	
ν_{z1}	17	19	29	31	41	43	53	55	65	67	77	79

Таким образом, даже дробность простейшего вида повышает порядок зубцовых гармонических. Характерным является то, что порядок зубцовых гармонических определяется уже не как $2mq$, а как $2m(2b+1)$, и это должно особенно сказываться на относительно большом повышении порядка зубцовых гармонических при малых значениях q.

Рассмотрим теперь более общий случай дробности q. Пусть $q = \frac{bd+c}{d}$, причем d — четное число и, следовательно, c — нечетное.

Независимо от реального числа пазов в машине z_1 можно утверждать, что элементарная машина, т. е. машина с наименьшим целым числом пазов, должна содержать

$$z_э = \frac{bd + c}{d} md = m(bd + c) \qquad (4\text{-}45)$$

пазов. Следовательно, элементарная машина должна соответствовать $2p = d$ полюсам реальной машины. В этой элементарной машине все $z_э$ пазов не будут совпадать по фазе, т. е. все они будут сдвинуты относительно друг друга. Если все $z_э$ векторов пазовых э. д. с. расположить на двухполюсной системе элементарной машины (рис. 4-11), то они вследствие симметрии образуют многолучевую звезду ($z_э$-звезду) с углом сдвига между соседними векторами звезды $\alpha = 2\pi/z_э$.

Очевидно, что векторы пазовых э. д. с., последовательно расположенные на схеме, не будут располагаться рядом на звезде э. д. с., однако для суммирования э. д. с. порядок их расположения не играет роли, а угловые относительные положения их в реальной d-полюсной элементарной двухполюсной машине будут идентичны.

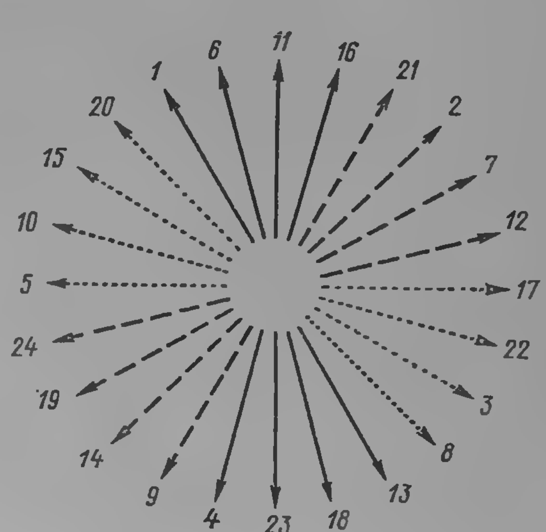


Рис. 4-11. Векторы пазовых э. д. с. обмотки с дробным q, расположенные на двухполюсной системе элементарной машины

$m = 3$, $m' = 6$, $z' = 24$, $2p = 10$, $q = 4/5$

Таким образом, все векторы пазовых э. д. с., располагаемые под $d/2$ северными полюсами реальной машины, разместятся под одним северным полюсом нашей элементарной двухполюсной машины с сохранением угла расположения в реальном поле. Число пазов на полюс и фазу элементарной двухполюсной машины будет

$$q_э = \frac{z_э}{2m} = \frac{bd + c}{2} = b + \frac{1}{2}, \qquad (4\text{-}46)$$

поскольку $bd + c$ — нечетное число.

Следовательно, двухполюсная элементарная машина при четном знаменателе дробности имеет число пазов на полюс и фазу вида $b + \frac{1}{2}$. В соответствии с (4-42) и (4-43) коэффициенты распределения для нее будут

$$k_{об\,q} = \frac{\sin \frac{\pi}{m'}}{(bd + c) \sin \frac{\pi}{2m(bd + c)}}, \qquad (4\text{-}47)$$

$$k_{об\,q\nu} = \frac{\sin (\nu\pi/m')}{(bd + c) \sin \frac{\nu\pi}{2m(bd + c)}}. \qquad (4\text{-}48)$$

Рассмотрим обмотку с дробным q, когда d — нечетное число; тогда элементарная машина будет иметь

$$z_э = \frac{bd + c}{d} 2md = 2m(bd + c) \qquad (4\text{-}49)$$

пазов, так как в этом случае число пазов $z_э$ должно соответствовать реальному четному числу полюсов $2p = 2d$. Располагая все $z_э$ векторов в двухполюсной системе элементарной машины, получим угловой сдвиг между

соседними по звезде э. д. с. $\alpha = 2\pi/z_э$ и число пазов на полюс и фазу элементарной двухполюсной машины

$$q_э = \frac{z_э}{2m} = bd + c, \qquad (4\text{-}50)$$

т. е. целое число.

Следовательно, к обмотке с дробным q при d — нечетном или четном может быть применен анализ обычной обмотки с целым q с заменой его на $bd + c$; в частности, коэффициенты распределения будут определяться по (4-47) и (4-48).

Зубцовые гармонические определятся как

$$\nu_z = 2m\,(bd + c)\,k \pm 1, \; k = 1, 2, 3, \ldots \qquad (4\text{-}51)$$

Если $z_э$ — число пазов в элементарной машине, то $z_1/z_э$ — всегда целое число. Этим условием и определяется максимальное число симметричных параллельных ветвей в фазе. Оно может быть равным

$$a_{max} = \frac{z_1}{z_э} = \frac{2pm\,(bd + c)/d}{m\,(bd + c)} = \frac{2p}{d} \qquad (4\text{-}52)$$

при четном d и

$$a_{max} = \frac{2z_1}{z_э} = \frac{2 \cdot 2mp\,(bd + c)/d}{2m\,(bd + c)} = \frac{2p}{d} \qquad (4\text{-}53)$$

при нечетном d.

Рассмотренные обмотки с дробным q относятся к обмоткам с максимальным коэффициентом распределения, поскольку все векторы э. д. с. элементарной машины, принадлежащие одной полуфазе, группировались в пределах теоретической фазовой зоны (или отличались от нее на $\frac{1}{2}$ пазового деления). Такое выполнение обмотки, вообще говоря, является предпочтительным с точки зрения э. д. с. Однако можно представить, если это необходимо, и другое расположение векторов катушечной группы элементарной машины, когда, например, соседние фазовые зоны перекрывают друг друга. Необходимость в таких обмотках может диктоваться, например, желанием уменьшить число межполюсных перемычек для волновой обмотки или улучшить кривую н. с. реакции якоря.

Следует также указать, что знаменатель d не должен быть кратен числу фаз. Действительно, в этом случае число пазов $z_э$ по (4-49) не будет делиться на число фаз и, следовательно, обмотка будет несимметричной.

Таким образом, применение обмотки с дробным q приводит к существенному повышению порядка зубцовых гармонических.

Можно указать на еще один путь существенного снижения величины зубцовых гармонических в э. д. с. машины. Действительно, при рассмотрении коэффициентов распределения $k_{об q \infty}$ по (4-28), а также табл. 4-3 и 4-4 видно, что при $q = \infty$ коэффициенты распределения высших гармонических всегда меньше, чем основной. Поэтому для снижения влияния высших гармонических можно ввести коэффициент распределения, соответствующий $q = \infty$ на относительно небольшой части дуги t/τ,

$$k_{t\nu} = \frac{\sin \frac{\nu t}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}}{\frac{\nu t}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}}, \qquad (4\text{-}54)$$

причем реально добиваются этого коэффициента за счет скоса пазов на величину t/τ по отношению к полюсному делению τ. Для того чтобы при $\nu_z =$

$= 2mq + 1$ или $\nu_z = 2mq - 1$ коэффициент a_{max} по (4-53) был равен нулю, необходимо принять

$$\frac{t}{\tau} = \frac{1}{mq+1} \qquad (4\text{-}55)$$

или

$$\frac{t}{\tau} = \frac{1}{mq-1}. \qquad (4\text{-}56)$$

Обычно стремятся ослабить обе первые зубцовые гармонические и принимают

$$t/\tau = 1/(mq), \qquad (4\text{-}57)$$

следовательно, $t = t_1 = \tau/(mq) = 2\tau/z_1$ есть пазовое деление статора.

Характерно, что если обмотка выполнена без скоса пазов ($t = 0$), то многоугольник э. д. с. будет замкнутым; если $t = t_1$, этот многоугольник

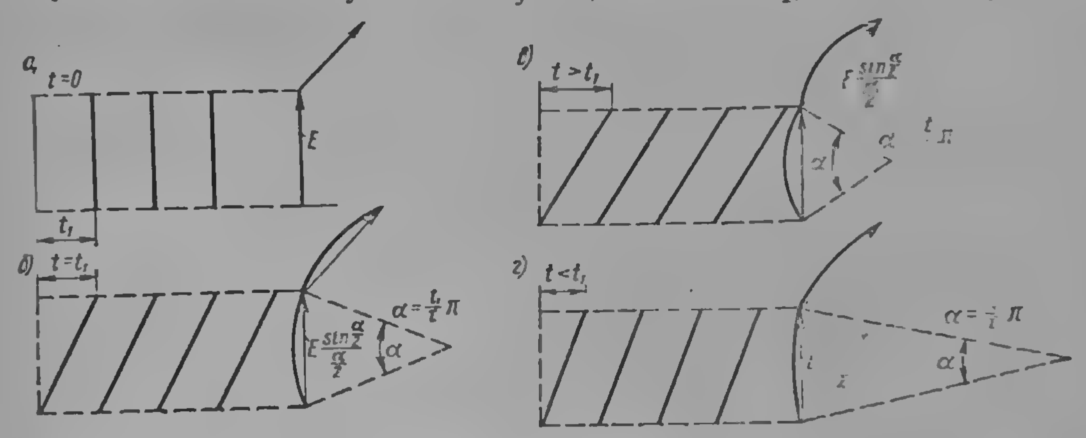


Рис. 4-12. К определению коэффициента скоса пазов $t = 0$ (а), $t - t_1$ (б), $t > t_1$ (в), $t < t^2$ (г)

превратится в окружность (рис. 4-12); при $t \gtrless t_1$ он будет представлять собой замкнутую ломаную, гладкий участок которой будет частью окружности с радиусом, бо́льшим, чем при $t = t_1$, если $t \lhd t_1$ и меньшим, если $t \rhd t_1$.

К выполнению скоса пазов прибегают в случае жестких требований к чистоте кривой э. д. с. Обмоточный коэффициент в общем виде может быть записан как

$$k_{об} = k_{об\,\beta} k_{об\,q} k_{об\,q\beta} k_{t\nu}, \qquad (4\text{-}58)$$

где $k_{об\beta}$ — коэффициент сокращения, $k_{обq}$ — коэффициент распределения, $k_{обq\beta}$ — коэффициент сокращения зоны, $k_{t\nu}$ — коэффициент скоса пазов. Варьируя эти коэффициенты, можно добиться приемлемых показателей для обмотки в отношении первой и высших гармонических э. д. с.

Нами рассмотрены коэффициенты распределения обмоток с максимальным использованием, т. е. с минимальной шириной фазовой зоны. Однако при составлении схем могут встречаться и другие случаи, когда векторы пазовых э. д. с., принадлежащих одной фазе (или одной ветви), будут располагаться не рядом и несимметрично относительно оси фазовой зоны. Вычисление и анализ коэффициента распределения в этом случае усложняется.

В общем случае, когда векторы пазовых э. д. с. одной фазы занимают произвольную фазовую зону по ширине, отстоят друг от друга на произвольные углы и располагаются несимметрично относительно оси фазовой зоны, коэффициент распределения может быть определен как

$$k_{об\,q} = \frac{\sqrt{\left(\sum \cos\varphi\right)^2 + \left(\sum \sin\varphi\right)^2}}{q}, \qquad (4\text{-}59)$$

где $\Sigma \cos \varphi$ — сумма проекций всех пазовых э. д. с. на ось симметрии фазовой зоны; $\Sigma \sin \varphi$ — сумма проекций всех пазовых э. д. с. на ось, перпендикулярную оси фазовой зоны; φ — угол между пазовой э. д. с. и осью фазы, q — число пазовых э. д. с., участвующих в суммировании.

Для определения $k_{обq\nu}$ угол φ в формуле (4-59) должен быть заменен на $\nu\varphi$. Бывает полезно сразу вычислять коэффициент распределения для обеих фазовых зон (как это мы делали при определении $k_{обq}$ с сокращенной фазовой зоной). Тогда можно воспользоваться формулой (4-59), располагая с обратным знаком в рассматриваемой фазовой зоне векторы противоположной фазовой зоны.

Если все векторы пазовых э. д. с. располагаются симметрично относительно оси фазовой зоны, то формула (4-59) упрощается:

$$k_{об\,q} = \frac{\sum \cos \varphi}{q}. \tag{4-60}$$

Если же векторы пазовых э. д. с. образуют две симметричные системы с известным коэффициентом распределения $k_{обq}$ для каждой и сдвигом между ними на угол 2ψ, то должен быть введен дополнительный коэффициент сдвига $k_{об\psi} = \cos \psi$.

Сокращение шага при дробном числе пазов на полюс и фазу, очевидно, следует записать как

$$\beta = \frac{m(bd + c) \pm n_1}{m(bd + c)}, \tag{4-61}$$

где n_1 — целое число, обеспечивающее целое значение ширины катушки

$$B_1 = \frac{m(bd + c) \pm n_1}{d}. \tag{4-62}$$

Следовательно, двухслойная обмотка с дробным q не может быть выполнена с диаметральным шагом.

Если обмотка волновая, то результирующая ширина катушки, соответствующая результирующему шагу y_p, будет

$$B_p = B_1 + B_2 = \frac{2m(bd + c) \pm n_p}{d}, \tag{4-63}$$

где n_p — наименьшее число, обеспечивающее целое значение B_p.

Очевидно, что если обмотка петлевая, то B_p будет обозначать «нормальное» (так как $B_p \approx 2\tau$) расстояние в пазовых делениях между катушками под различными, рядом расположенными полюсами.

Все рассмотренные положения по суммированию э. д. с. в катушке относятся прежде всего к двухслойным статорным обмоткам, у которых число катушек равно числу пазов.

Однослойные обмотки в современных машинах обычно выполняются таким образом, чтобы стороны катушек, условно названные «верхними», занимали, например, нечетные пазы, а «нижние» стороны катушек — четные пазы (рис. 4-13). У однослойной обмотки число катушек в два раза меньше числа пазов. Реальное число пазов на полюс и фазу однослойной обмотки будет

$$q_о = z_1/(2mp). \tag{4-64}$$

Удобно ввести число пазов на полюс и фазу однослойной обмотки, эквивалентное двухслойной обмотке с тем же числом катушек в фазе:

$$q = \frac{q_о}{2} = \frac{z_1}{2 \cdot 2mp} = b + \frac{c}{d}. \tag{4-65}$$

Однослойная обмотка реальное $q_о$ должна иметь в два раза большее, чем эквивалентная двухслойная. Следовательно, однослойная обмотка может рассматриваться как обмотка с целым q только при реальном чет-

ном q_0. Обмотка с целым нечетным q_0 уже должна быть отнесена согласно (4-65) к дробным обмоткам с $q = b + \frac{1}{2}$ и т. д.

Пользоваться реальным числом q_0 можно при выборе и определении сокращения шага β и коэффициента сокращения шага $k_{y\beta}$. Например, при четном значении q_0 вместо (4-3) будем иметь

$$\beta \doteq \frac{mq_0 - k}{mq_0}, \quad \text{где } k = 1,\ 3,\ 5,\ 7,\ \ldots, \tag{4-66}$$

т. е. в этом случае обмотка с диаметральным шагом ($k \neq 0$) выполнена быть не может.

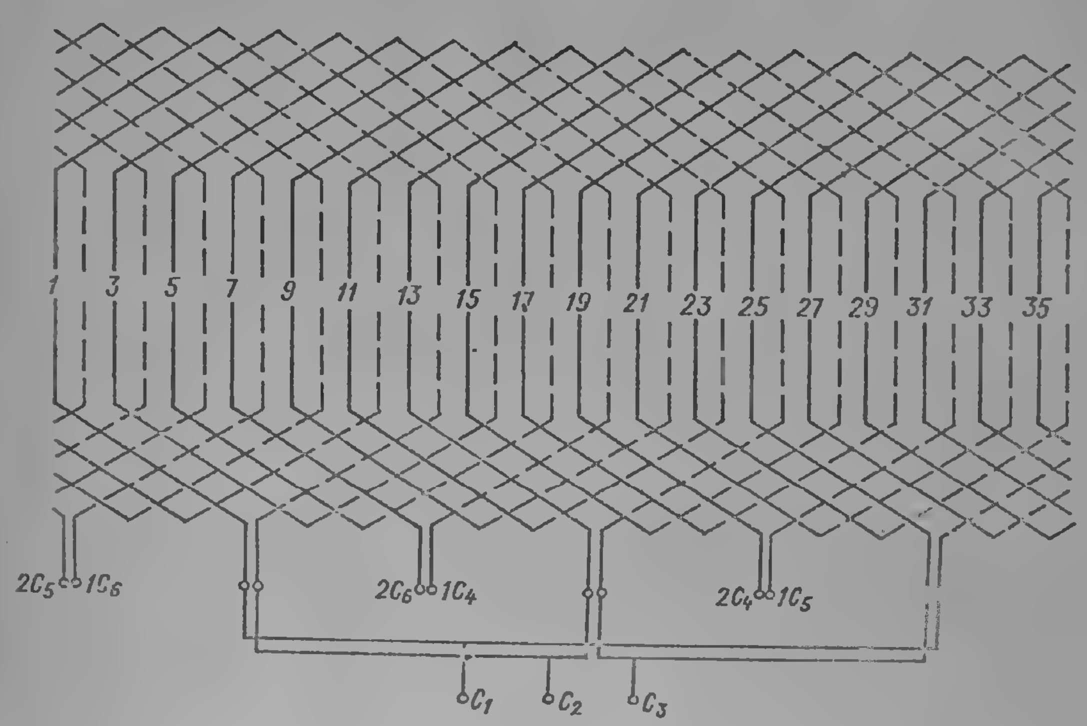


Рис. 4-13. Схема петлевой однослойной обмотки
$m = 3,\ m' = 6,\ z_1 = 36,\ q = 3,\ 2p = 2,\ a_1 = 2$

При целом нечетном q_0 получим

$$\beta = \frac{mq_0 - k}{mq_0}, \quad \text{где } k = 0,\ 2,\ 4,\ \ldots, \tag{4-67}$$

т. е. здесь возможно выполнение катушки с диаметральным шагом.

При дробном q у однослойной обмотки сокращение шага в общем случае запишется как

$$\beta = \frac{2mb \mp k}{mq_0} < 1, \quad \text{где } k = 1,\ 3,\ 5,\ \ldots \tag{4-68}$$

Если одна сторона катушки всегда лежит в нечетном, а другая в четном пазу, то ширина катушки однослойной обмотки B всегда должна быть нечетной.

После определения сокращения шага однослойной обмотки вычисление коэффициента сокращения шага производится по обычным формулам (4-14).

4-4. Н. с. РЕАКЦИИ ЯКОРЯ

1. Н. с. реакции якоря обмотки с целым q. Разложение в ряд Фурье кривой н. с. одной катушки с сокращением шага β, представленной на рис. 4-14, имеет вид:

$$a = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{i_п}{4}\left(\sin\frac{\pi}{2}\beta\cos\theta + \frac{1}{2}\sin 2\frac{\pi}{2}\beta\cos 2\theta + \frac{1}{3}\sin 3\frac{\pi}{2}\beta\cos 3\theta + \cdots\right),$$

где $i_п$ — мгновенное значение объема тока в пазу, θ — текущая угловая координата.

Учитывая, что, по определению, $k_{об\beta\nu} = \sin\nu\frac{\pi}{2}\beta$, получим

$$a = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{i_п}{4}\left(k_{об\beta}\cos\theta + \frac{1}{2}k_{об\beta2}\cos 2\theta + \frac{1}{3}k_{об\beta3}\cos 3\theta + \dots\right). \quad (4\text{-}69)$$

Наличие в разложении кривой н. с. четных гармонических связано с тем, что кривая н. с. при $\beta \neq 1$ не имеет симметрии относительно оси абсцисс. При $\beta = 1$ (обмотка с диаметральным шагом) коэффициент сокращения четных гармонических $k_{об\beta\nu} = 0$ и н. с. такой катушки не будет содержать четных гармонических.

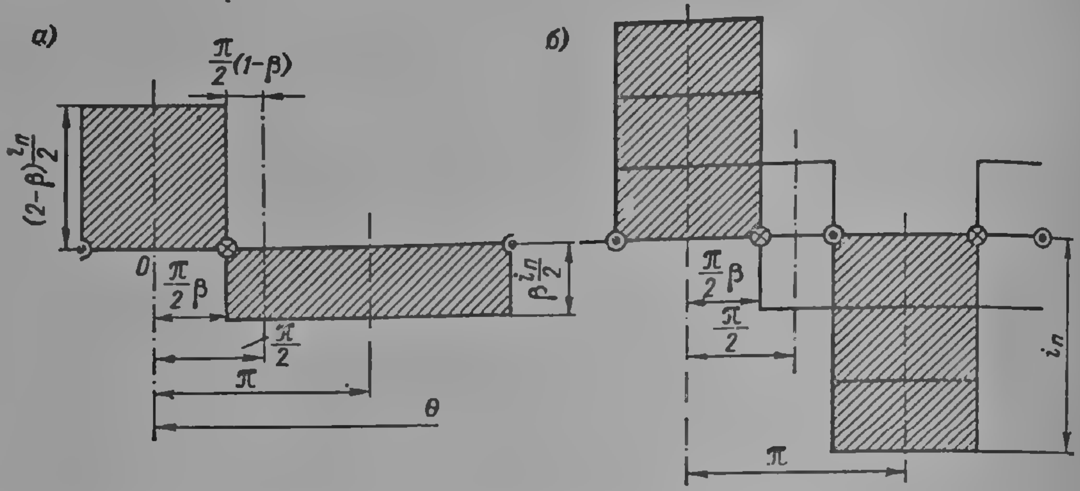


Рис. 4-14. Н. с. одной катушки (*а*) с сокращением шага β и н. с. двух катушек (*б*) с сокращением шага β, симметрично расположенных относительно оси полюсов

Поскольку коэффициент сокращения шага $k_{об\beta\nu}$ для нечетных гармонических рассмотрен в § 4-2, остановимся на четных гармонических н. с. реакции якоря.

Условия устранения четных гармонических ν-го порядка в кривой н. с. катушки запишется, очевидно, как и (4-16):

$$\beta = (\nu - k)/\nu, \quad (4\text{-}70)$$

но при этом $k = 0, 2, 4, \dots$

Условие, при котором коэффициент сокращения шага четной гармоники ν-го порядка равен коэффициенту сокращения шага основной гармонической, будет то же, что и для нечетных ν, т. е.

$$\beta = 2k/(\nu \pm 1), \text{ где } k = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (4\text{-}21)$$

Подставляя значения $k = 1, 2, 3, 4, \dots$ и $\nu = 2, 4, 6, \dots$ в (4-21), получим таблицу сокращений шага β, при которых обеспечено равенство $k_{об\beta}$ и $k_{об\beta\nu}$ определенных четных гармонических (табл. 4-5).

Таким образом, как и при нечетных гармонических, не всякое сокращение $\beta < 1$ может привести к уменьшению той или иной четной гармонической н. с. по сравнению с основной. Например, шаг $\beta = 0{,}8$ не будет ослаблять 4, 6, 14 и 16-ю гармонические. Следовательно, если четные гармонические в реакции якоря не уничтожаются другими способами, некоторые сокращения шага желательно избегать.

Здесь так же как и при рассмотрении нечетных гармонических, уместно обратиться к реальному зубчатому выполнению статора, так как сокращение шага β при этом может принимать только дискретные значения.

Если обратиться к примеру, рассмотренному в § 4-2 ($m = 3$, $q = 2$), в этом случае не ослабляются некоторые гармонические только при определенных сокращениях шага β. Например, при ширине катушки $B = 4$ гармоническая 4-го порядка не ослабляется, а при $B = 5$ будет происходить ослабление 4-й гармонической.

Таблица 4-5

Зависимость β от ν (четных) при равенстве $k_{об\beta\nu}$ и $k_{об\beta}$

ν	2	4	6		10	12	14	16
β	0,666 0,800	0,400 0,666 0,800	0,286 0,400 0,572 0,800 0,858	0,222 0,286 0,444 0,572 0,666 0,858 0,888	0,182 0,222 0,364 0,444 0,546 0,666 0,728 0,888 0,910	0,154 0,182 0,308 0,364 0,462 0,546 0,616 0,728 0,770 0,910 0,924	0,133 0,154 0,266 0,308 0,400 0,462 0,533 0,616 0,666 0,770 0,800 0,924 0,933	0,118 0,133 0,235 0,266 0,353 0,400 0,470 0,533 0,588 0,666 0,706 0,800 0,823 0,933 0,941

Рассмотрим пример обмотки с $m = 3$ ($m' = 6$) и $q = 3$. Для нее можно получить следующие значения ширины катушек B и сокращения шага β:

B	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
β	1	0,888	0,777	0,666	0,555	0,444	0,333	0,222	0,111	0

Обращаясь к табл. 4-5, нетрудно видеть, что геометрические $\nu = 8$ и 10 не будут ослабляться при ширине катушки 8, 6, 4 и 2, т. е. при четном значении B.

Рассмотрим условие получения зубцовых гармонических (4-22) применительно к четным гармоникам. Само условие получения порядка гармонических, для которых $k_{об\beta} = k_{об\beta\nu}$,

$$\nu = \frac{2mqk}{mq - k} \pm 1$$

при четных гармонических может иметь смысл только при нечетном первом члене в правой части равенства. Очевидно, что для этого необходимо потребовать, чтобы ширина катушки B была равна двум (т. е. знаменатель $mq - k = B = 2$). Тогда получим

$$\nu_z = mqk \pm 1. \tag{4-71}$$

Здесь произведение mqk также должно оставаться нечетным и поэтому значения m, q и k должны быть такими:

$$m = 1,\ 3,\ 9,\ 15,\ \ldots,\quad q = 1,\ 3,\ 5,\ 7,\ \ldots,\quad k = 1,\ 3,\ 5,\ 9,\ \ldots \tag{4-72}$$

Таким образом, формула (4-71) для ν_z дает порядок четных гармонических, которые всегда будут иметь коэффициент сокращения $k_{об\beta\nu}$, равный коэффициенту сокращения шага основной гармонической $k_{об\beta}$, если сокращение шага будет выбираться по выражению:

$$\beta = \frac{mq - 2k}{mq},\quad k = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots \tag{4-73}$$

Это требование связано с тем, что минимальная ширина катушки в (4-21) должна была быть $B = 2$, а не $B = 1$, как было при определении порядка нечетных зубцовых гармонических. Поэтому гармонические, которые назовем четными зубцовыми и определим по (4-71), не будут ослабляться по отношению к основной, если при выборе сокращения шага β «прыгать» через паз так, чтобы ширина катушки B, выраженная в пазовых делениях, оставалась четной.

Представляет интерес рассмотреть однослойную обмотку (рис. 4-13). Здесь, если «верхние» и «нижние» стороны катушек расположены через паз, сокращение шага может быть выполнено также только через паз, причем ширина катушки всегда будет содержать нечетное число пазовых делений. Следовательно, однослойная обмотка в этом случае вообще не будет иметь четных зубцовых гармонических.

Значения $k_{об\beta\nu}$ для некоторых четных гармонических представлены в табл. 4-6.

Таблица 4-6

Коэффициент сокращения шага $k_{об\beta\nu}$ для четных гармонических

β	Гармонические ν					
	2	4	8	10	14	16
0,666	0,408	—0,746	—0,994	0,860	0,193	0,224
0,833	0,501	—0,867	—0,864	0,496	—0,506	0,870
0,800	0,588	—0,951	—0,588	0,000	—0,951	0,951
0,777	0,645	—0,986	—0,333	—0,354	—0,982	0,658

При целом числе пазов на полюс и фазу q и числе фазовых зон, равном удвоенному числу фаз ($m' = 2m$), каждой катушке под одним полюсом соответствует симметрично расположенная катушка той же фазы под другим полюсом (рис. 4-14). Если разложить н. с. этой катушки в ряд относительно того же начала координат, то получим

$$a' = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{i_п}{4}\left(k_{об\beta}\cos\theta - \frac{1}{2}k_{об\beta_2}\cos 2\theta + \frac{1}{3}k_{об\beta_3}\cos 3\theta - \cdots\right). \qquad (4\text{-}74)$$

Н. с. обеих симметрично расположенных катушек не будет содержать четных гармонических, и поэтому обмотка с целым числом пазов на полюс и фазу q и сокращением шага β также не будет содержать в н. с. реакции якоря четных гармонических. Это является важным практическим положением.

Если фазовая зона трехфазной обмотки с $m' = 2m$ будет содержать q последовательно соединенных катушек, то н. с. реакции якоря на один полюс составит

$$a_{I} = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{Is_{п1}}{2a_1}q\left(k_{об}\cos\theta + \frac{1}{3}k_{об\,3}\cos 3\theta + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{5}k_{об\,5}\cos 5\theta + \cdots\right)\sqrt{2}\sin\omega t, \qquad (4\text{-}75)$$

где $k_{об}$ и $k_{об\nu}$ — обмоточные коэффициенты основной и ν-й гармонической; I — действующее значение тока в фазе, a; $s_{п1}$ — число активных проводников в пазу; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота, a_1 — число параллельных ветвей.

Для остальных двух фаз трехфазной обмотки, сдвинутых в пространстве на угол $2\pi/3$ и $4\pi/3$ и обтекаемых токами, сдвинутыми во времени на те же углы, будем иметь

$$a_{II} = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{Is_{п1}}{2a_1}q\left[k_{об}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{3}k_{об\,3}\cos 3\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{5}k_{об\,5}\cos 5\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cdots\right]\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$a_{III} = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{Is_{п1}}{2a_1}q\left[k_{об}\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{3}k_{об\,3}\cos 3\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{5}k_{об\,5}\cos 5\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \cdots\right]\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Н. с. реакции якоря трехфазной шестизонной обмотки определится сложением н. с. отдельных фаз, т. е.

$$A = a_{I} + a_{II} + a_{III} = \frac{3}{2} \cdot \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{Is_{\text{п}1}}{a_1} q \cdot \Big[k_{\text{об}} \sin(\omega t - 0) +$$

$$+ \frac{1}{5} k_{\text{об}\,5} \sin(\omega t + 50) + \frac{1}{7} k_{\text{об}\,7} \sin(\omega t - 70) + \cdots \Big]. \qquad (4\text{-}76)$$

В реакции якоря трехфазной шестизонной обмотки не будут содержаться гармонические, кратные трем. Основная и высшие гармонические суммируются с помощью тех же обмоточных коэффициентов, что и э. д. с.

Основная гармоническая, как следует из уравнения (4-76), будет вращаться в положительном направлении с синхронной скоростью и, следовательно, будет неподвижна относительно ротора. Амплитуда основной гармонической н. с. на один полюс

$$F = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{Is_{\text{п}1}}{a_1} q k_{\text{об}} = 1{,}06 \frac{4}{\pi} \cdot \frac{w_1 k_{\text{об}}}{p} I, \qquad (4\text{-}77)$$

где $w_1 = \frac{z_1 s_{\text{п}1}}{2ma_1} = \frac{qs_{\text{п}1}p}{a_1}$ — число витков в фазе.

При расчетах F часто записывают без множителя $\frac{4}{\pi}$. В таком виде н. с. реакции якоря основной гармонической на один полюс трехфазной обмотки

$$F_a = 1{,}06 \frac{w_1}{p} k_{\text{об}} I \qquad (4\text{-}78)$$

называется н. с. реакции якоря на полюс по прямоугольной волне.

Гармонические порядка 5, 11, . . . вращаются относительно статора в отрицательном направлении со скоростью $^1/_5$, $^1/_{11}$, . . . синхронной скорости. Относительно ротора эти гармоники будут вращаться со скоростью $^6/_5$, $^{12}/_{11}$, . . . синхронной скорости. Гармонические порядка 7, 13, . . . вращаются относительно статора со скоростью $^1/_7$, $^1/_{13}$, . . . синхронной скорости. Относительно ротора эти гармоники будут вращаться со скоростью $^6/_7$, $^{12}/_{13}$, . . . синхронной скорости.

Полюсное деление высших гармонических н. с. составляет τ/ν; эти гармонические будут индуктировать в обмотке статора э. д. с. основной частоты. Высшие гармонические в н. с. реакции якоря при питании обмотки синусоидальным током являются источником повышенного рассеяния обмотки статора (дифференциальное рассеяние) и дополнительных потерь в статоре.

Частота токов, наводимых в роторе высшими гармоническими н. с., будет превосходить номинальную частоту f в соответствии с относительной скоростью вращения и числом полюсов ν-й гармоники. Гармоники 5 и 7-я наведут в роторе частоту $6f$, 11 и 13-я частоту $12f$ и т. д. Эти гармонические н. с. вызовут дополнительные потери в роторе.

Для уменьшения дополнительных потерь и рассеяния, обусловленных н. с. реакцией якоря, стремятся по возможности приблизить распределение н. с. к синусоидальному. Поскольку н. с. рассматриваемой обмотки суммируется с помощью обмоточных коэффициентов, то достаточно хорошей формы н. с. статора добивается в первую очередь подбором этих коэффициентов.

Наиболее выраженными являются гармонические более низкого порядка, как это следует из (4-76). Поэтому стремятся в основном ослабить эти гармонические н. с. Выбор сокращения шага для трехфазной обмотки, таким образом, почти всегда должен исходить из ослабления 5 и 7-й гармоник, т. е. $\beta = 0{,}8 \div 0{,}833$. Это условие, как мы видим, совпадает с условием получения достаточно чистой кривой э. д. с. при холостом ходе машины. Таким образом, для трехфазной машины сокращение шага может быть рекомендовано около 0,8.

Трехфазная шестизонная обмотка с целым q не содержит в н. с. реакции якоря четных гармоник, гармонических, кратных трем, и суммируется с помощью обмоточных коэффициентов, рассмотренных ранее. Такая обмотка нашла, как уже отмечалось, самое широкое распространение. Если трехфазная обмотка имеет две параллельные ветви в фазе, расположенные под разноименными полюсами, то из-за возможности появления четных гармонических в реакции якоря при неодинаковой нагрузке на параллельные ветви эти ветви не предназначаются для раздельной работы.

Для оценки действия четных гармонических н. с. в этом и других могущих иметь место при эксплуатации случаях рассмотрим суммирование четных гармоник. Четные гармоники э. д. с. в фазовой зоне, очевидно, будут суммироваться с помощью коэффициентов распределения $k_{об q\nu}$ по (4-28) и (4-35).

Таблица 4-7

Коэффициенты распределения $k_{обq}$ четных гармонических при $q = \infty$

ν	Ширина фазовой зоны, *град*				
	120	60	40	30	24
2	0,414	0,827	0,921	0,955	0,972
4	—0,207	0,414	0,707	0,827	0,888
8	0,104	—0,207	0,123	0,414	0,595
10	—0,083	0,104	—0,098	0,191	0,414

В табл. 4-7 представлены некоторые значения коэффициента распределения $k_{обq}$ для четных гармонических при $q = \infty$. Коэффициент $k_{обq}$ при большем числе фазовых зон, и особенно для низких порядков гармонических, достаточно велик.

Как будет показано, четные гармонические в н. с. статора при нормальной симметричной работе многофазных систем имеют место только при нечетном числе фаз (3, 9, 15, . . .) и при этом число фазовых зон должно быть равно числу фаз ($m' = m$). Поэтому четные гармонические для других систем могут появиться только при несимметричной нагрузке на отдельные параллельные ветви ($m' = 2m$) или фазы ($m' = m$).

Рассмотрим образование н. с. многофазных обмоток в более общем случае. Первоначально обратимся к случаю, когда число фаз равно числу фазовых зон. Как следует из рис. 4-8, многофазные системы с числом фаз $m = 3, 6, 9, 12, \ldots, 3k$ могут быть представлены как из $1, 2, 3, \ldots, k$ трехфазных систем.

Нетрудно видеть, что основная гармоническая н. с. реакции якоря любой трехфазной системы, сдвинутой относительно первой трехфазной системы в пространстве и во времени на угол $2\pi/m'$ или $2\pi/m$, будет

$$A_n = \frac{3\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{Is_{п1}}{a_1} qk_{об} \sin(\omega t - \theta).$$

Следовательно, основные гармонические многофазных систем получат выражение для амплитуды, не зависящее от числа фазовых зон m':

$$F = \frac{m\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{Is_{п1}}{a_1} qk_{об}.$$

Н. с. реакции якоря по прямоугольной волне на один полюс запишется в виде

$$F_a = \frac{m\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{wk_{об} I}{2p}, \ a. \qquad (4\text{-}78a)$$

Влияние выбора m' (равного m или $2m$) скажется только на влиянии обмоточного коэффициента $k_{об}$.

Высшие гармонические н. с. любой трехфазной системы, сдвинутой относительно первой трехфазной системы в пространстве на угол $\nu\frac{2\pi}{m}$ и во времени на угол $\frac{2\pi}{m}$, очевидно, будут иметь вид:

$$A_{n\nu} = \frac{3\sqrt{2}}{2}\cdot\frac{4}{\pi}\cdot\frac{Is_{n1}}{a_1} qk_{об\nu}\sin\left[\omega t \pm \nu\theta - \frac{2\pi}{m}(1 \pm \nu)\right]. \tag{4-78б}$$

Если число трехфазных систем $n = m/3$ — нечетное, то условие уничтожения ν-й гармонической в кривой н. с. m-фазной системы будет:

$$\frac{2\pi}{m}(1 \pm \nu) = \frac{2\pi}{n}k, \tag{4-78в}$$

откуда

$$\nu = 3k \pm 1. \tag{4-78г}$$

Это номера гармонических н. с., отсутствующих в реакции якоря m-фазной системы, состоящей из нечетного числа трехфазных систем (например, $m = 9,\ 15,\ \ldots$). В формулах (4-78в) и (4-78г) k может принимать значения натурального ряда чисел, за исключением значений, кратных n. При $k = n$ векторы всех n гармоник не будут давать в сумме нуль, как того «требует» равенство (4-78в).

Следовательно, в кривой н. с. такой m-фазной системы будут присутствовать, кроме основной гармонической, гармонические, порядок которых

$$\nu = 3nk \pm 1 = mk \pm 1,\ k = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots \tag{4-79}$$

Например, если рассматривать 9-фазную систему, то $n = 9 : 3 = 3$ и в реакции якоря будут присутствовать следующие гармонические:

k . . .	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	. .
ν . . .	8; 10	17; 19	26; 28	35; 37	44; 46	53; 55	62; 64	71; 73	80; 82	89; 91	. .

Для 15-фазной системы содержание гармонических будет таким:

k	1	2	3	4	5	6	7	
ν	14; 16	29; 31	44; 46	59; 61	74; 76	89; 91	104; 106	. . .

Обращает на себя внимание тот факт, что по мере увеличения числа фаз содержание гармонических резко падает и при нечетном n в реакции якоря могут содержаться некоторые четные гармонические, если они присутствуют в н. с. одной фазы. Последнее можно видеть на рис. 4-9: при нечетном n в звезде н. с. нет векторов, находящихся в противофазе, и, следовательно, четные гармонические не будут полностью уничтожаться при сложении векторов отдельных фаз.

Если число трехфазных систем n — четное, т. е. если $n = m/3$ — четное, то условие уничтожения в кривой н. с. ν-й гармоники имеет вид:

$$\frac{2\pi}{m}(1 \pm \nu) = \pi k,\ k = 1,\ 3,\ 5,\ 7\ldots, \tag{4-80}$$

откуда

$$\nu = \frac{m}{2}k \pm 1 \tag{4-81}$$

является выражением для гармонических н. с., отсутствующих в реакции якоря m-фазной системы, состоящей из четного числа трехфазных систем.

В формулах (4-80) и (4-81) k может принимать нечетные значения. Следовательно, в кривой н. с. такой m-фазной системы будут присутствовать, кроме основной гармонической, гармонические, порядок которых

$$\nu = \frac{m}{2}k \pm 1,\ \text{где}\ k = 2,\ 4,\ 6,\ldots, \tag{4-82}$$

или, деля k на два, получим $\nu = mk \pm 1$, где $k = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots$

Таким образом, условие (4-79) является общим для всех многофазных систем. Например, если рассматривается шестифазная обмотка, то содержание гармонических в реакции якоря будет следующим:

$$\nu \; . \; . \; . \; . \; . \; 5;\ 7 \quad 11;\ 13 \quad 17;\ 29 \quad 23;\ 25 \quad 29;\ 31$$

В шестифазной обмотке с шестью фазовыми зонами будут содержаться все те же гармоники, что и в трехфазной обмотке с $m' = 6$, т. е. все нечетные гармоники, кроме кратных грем. Будут также отсутствовать четные гармонические н. с., если даже они имеются в н. с. одной фазы. Последнее можно видеть из рис. 4-9: при четном числе фаз каждая фаза имеет противофазу. Отметим также, что все гармонические н. с. при суммировании складываются арифметически и, следовательно, в общем виде можно записать:

$$A = \frac{m\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{Is_{\text{п}}}{a_1} q \Big[k_{\text{об}} \sin(\omega t - 0) + \frac{1}{2} k_{\text{об}\,2} \sin(\omega t + 20) + \frac{1}{4} k_{\text{об}\,4} \sin(\omega t + 40) + \frac{1}{5} k_{\text{об}\,5} \sin(\omega t + 50) + \frac{1}{7} k_{\text{об}\,7} \sin(\omega t - 70) + \cdots \Big]. \qquad (4\text{-}83)$$

При рассмотрении обмотки, у которой число фазовых зон $m' = 2m$, содержание гармонических будет определяться формулой (4-79) с заменой m на m':

$$\nu = m'k \pm 1 = 2mk \pm 1, \; k = 1, 2, 3, \ldots \qquad (4\text{-}84)$$

Следовательно, содержание гармонических в рассматриваемых обмотках определяется не числом фаз, а числом фазовых зон.

В заключение приведем табл. 4-8, где показано содержание нечетных гармонических н. с. реакции якоря в зависимости от числа фаз и фазовых зон. Характерным является то, что при четном числе фаз увеличение числа фазовых зон с $m' = m$ до $m' = 2m$ приводит к сокращению содержания высших гармонических вдвое. При нечетном числе фаз изменение m' с m до $2m$ не приводит к изменению содержания нечетных гармонических за счет того, что при $m' = 2m$ содержание четных гармонических в таких обмотках полностью отсутствует (табл. 4-9). Трехфазная обмотка с фазовой зоной 120 будет содержать все четные гармонические (кроме кратных трем). Содержание четных гармонических при $m = 9$ и 15 будет ограниченным.

Таблица 4-8

Содержание нечетных гармонических в н. с. реакции якоря многофазных систем с целым q

Число фаз m	Число фазовых зон m'	Гармонические ν													
3	3 6	5; 7	11; 13	17; 19	23; 25	29; 31	35; 37	41; 43	47; 49	53, 55	59; 61	65; 67	71; 73	77; 79	83; 85
6	6 12	5; 7 —	11; 13	17; 19 —	23; 25	29; 31 —	35; 37	41; 43 —	47; 49	53; 55 —	59; 61	65; 67 —	71; 73	77; 79 —	83; 85
9	9 18	—	—	17; 19	—	—	— 35; 37	—	—	— 53; 55	—	—	— 71, 73	—	—
12	12 24	—	13 —	—	23; 25	—	37 —	—	47; 49	—	61 —	—	71; 73	—	85 —
15	15 30	—	—	—	—	29; 31	—	—	—	—	59; 61	—	—	—	—

Таблица 4-9

Содержание четных гармонических в н. с. реакции якоря многофазных систем с нечетным числом фаз и фазовых зон и целым q

Число фаз и фазовых зон $m = m'$	Гармонические ν													
3	2; 4	8; 10	14; 16	20; 22	26; 28	34; 36	38; 40	44; 46	50; 52	56; 58	62; 64	68; 70	74; 76	[illegible] 82
9	—	8; 10	—	—	26; 28	—	—	44; 46	—	—	62; 64	—	—	80; 82
15	—	—	14; 16	—	—	—	—	44; 46	—	—	—	—	74; 76	—

Как следует из (4-83), четные гармонические, как и нечетные, входят в н. с. реакции якоря с дополнительным множителем $^3/_2$. Четные гармоники также создают вращающиеся поля: 2, 8-я гармонические н. с. будут вращаться относительно статора в отрицательном направлении со скоростью $^1/_2$, $^1/_8$ синхронной. Относительно ротора эти гармоники будут вращаться со скоростью $^3/_2$, $^9/_8$ синхронной, 4, 10-я гармоники будут вращаться в положительном направлении относительно статора со скоростью $^1/_4$, $^1/_{10}$ и относительно ротора — со скоростью $^3/_4$ и $^9/_{10}$.

Так же как нечетные гармоники, четные будут индуктировать в обмотке статора э. д. с. основной частоты f, а в роторе — частоты, равные числителю скорости вращения гармоники относительно ротора, следовательно, 2 и 4-я будут наводить в роторе токи частоты $3f$, 8 и 10-я — частоты $9f$ и т. д.

При определении частоты токов, наводимых в роторе от высших гармонических в пространственной кривой н. с. статора, полезно помнить, что эта частота относительно синхронной определяется как порядок возбуждающей гармоники $\nu \pm 1$, причем частота наведенных токов в роторе должна быть кратна трем.

Кроме того, в двухполюсных машинах наличие четных гармонических может вызвать одностороннее магнитное тяжение. Поэтому двухполюсные турбогенераторы с $m = m' = 3$ стараются не выполнять. Таким образом, выбор сокращения шага β и выбор числа фазовых зон m' из условия н. с. должен производиться исходя из обеспечения высокой чистоты кривой н. с. реакции якоря.

Для трехфазных обмоток это достигается, как известно, выбором $m' = 2m$ и $\beta \approx 0{,}833$. Для шестифазных обмоток лучшим будет вариант с $m' = 2m$ и $\beta \approx 0{,}916$, так как в этом случае следует стремиться ослабить 11 и 13-ю гармоники в кривой н. с. статора.

Для обмоток с нечетным числом фаз, бо́льшим трех, и $m' = m$ желательно иметь β равным единице или близким к ней, поскольку нечетные гармонические здесь выражены относительно слабо, а уничтожение четных гармоник будет обеспечено при $\beta = 1$.

2. Н. с. реакции якоря при $q = b + \frac{1}{2}$. Рассмотрим простейшую дробность вида $q = b + \frac{1}{2}$. При таком числе пазов на полюс и фазу под одним полюсом располагается $b + 1$ катушка, под другим b катушек. Оси фазовых зон обеих катушечных групп совпадают, и, следовательно, результирующая н. с. обеих катушечных групп также будет совпадать с этой осью. Это позволяет определить коэффициент распределения для любой гармонической как алгебраическую сумму обмоточных коэффициентов отдельных фазовых зон.

Как мы уже видим, для нечетных гармонических при этом получается выражение для коэффициента распределения вида (4-43), которое затем распространяется для суммирования э. д. с. при любой другой дробности.

Для четных гармонических можно воспользоваться таким же методом определения коэффициента $k_{обq}$ с очевидным замечанием, что векторы четных гармоник различных фазовых зон будут вычитаться (см. рис. 4-15). При этом коэффициент распределения для четных гармонических запишется как

$$k_{об\,q\nu}=\frac{\sin\left(\frac{\nu\pi}{2m}+\nu\Delta\right)-\sin\left(\frac{\nu\pi}{2m}-\nu\Delta\right)}{(2b+1)\sin\frac{\nu\pi}{2mq}}=\frac{2\cos\frac{\nu\pi}{2m}\sin\nu\Delta}{(2b+1)\sin\frac{\nu\pi}{m(2b+1)}}.$$

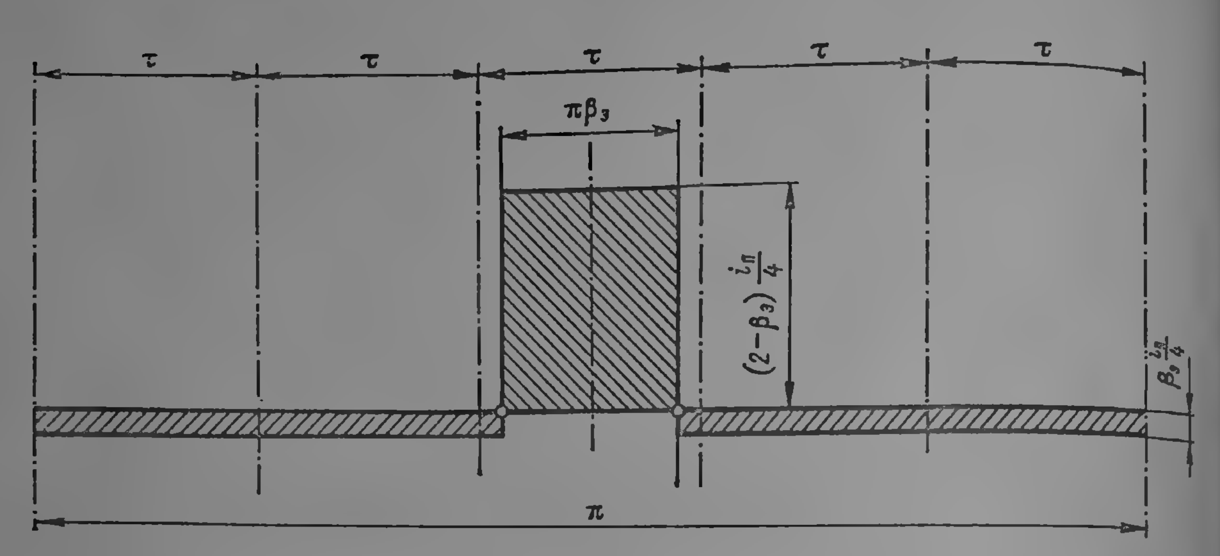


Рис. 4-15. Н. с. одной катушки, расположенной в расточке элементарной машины $q=b+\frac{c}{d}$, $d=5$, $\beta=0{,}833$, $\beta_э=\frac{\beta}{5}=0{,}166$

Поскольку угол Δ согласно (4-41) равен $\Delta=\frac{\pi}{2m(2b+1)}$, то после очевидных преобразований получим

$$k_{об\cdot q\nu}=\frac{\cos\frac{\nu\pi}{2m}}{(2b+1)\cos\frac{\nu\pi}{2m(2b+1)}}. \qquad (4\text{-}85)$$

Эта формула для обычного коэффициента распределения для нечетных гармонических (4-43) при замене синуса на косинус.

В табл. 4-10 представлены значения коэффициентов распределения для некоторых четных гармонических трехфазной обмотки и различных чисел пазов на полюс и фазу.

Коэффициенты распределения четных гармонических при примерно одинаковом порядке гармонических оказываются значительно меньшими, чем нечетных.

Следует отметить, что для гармонических не очень высокого порядка и при большем значении q коэффициенты распределения четных гармонических для $m=3$ оказываются близкими к определяемым приближенной формулой $k_{обq}\approx 1/(4q)$.

Если, например, рассмотреть однослойную обмотку с $q_0=3$, то эквивалентное $q=\frac{1}{2}q_0=1\frac{1}{2}$.

Шаг выберем $y=1\div 8$, тогда $\beta=7:9=0{,}778$.

Обмоточный коэффициент для основной гармонической по (4-42) и (4-15) $k_{об}=0{,}960\times 0{,}934=0{,}897$.

Обмоточный коэффициент для 2-й гармоники по (4-15) и (4-85) $k_{об2}=0{,}177\cdot 0{,}623=0{,}110$.

Амплитуда 2-й гармонической н. с. в процентах основной

$$A_2=0{,}111:(2\cdot 0{,}897)=0{,}0615=6{,}15\%.$$

Таблица 4-10

Коэффициент распределения четных гармонических $\left(q = b + \frac{1}{2},\ m = 3\right)$

ν	q									
	$1^1/_2$	$2^1/_2$	$3^1/_2$	$4^1/_2$	$5^1/_2$	$6^1/_2$	$7^1/_2$	$8^1/_2$	$9^1/_2$	$10^1/_2$
2	0.177	0,1022	0,0722	0.0559	0,0457	0,0356	0,0334	0,0296	0,0264	0,0238
4	—0.217	—0,1095	—0,0747	—0,0571	—0.0463	—0,0390	—0,0337	—0,0296	—0,0265	—0,0239
8	—0.960	—0,1495	—0,0864	—0,0622	—0.0190	—0,0406	—0,0347	—0,0303	—0,0270	—0,0243
10	—0,960	0,200	0,0974	0.0665	0,0511	0,0418	0,0355	0,0308	0,0273	0,0246
14	—0.218	0,0957	0,1428	0,0810	0,0578	0,0455	0,0378	0,0324	0,0284	0,0253
16	0.177	0,0957	—0,1954	—0,0930	—0.0628	—0,0431	—0,0393	—0,0334	—0,0291	—0,0258

Другие четные гармонические также выражены достаточно сильно: $A_4 = 5{,}96\%$; $A_8 = 4{,}57\%$; $A_{10} = 3{,}66\%$.

Нечетные гармонические примерно такого же порядка для этой обмотки выражены значительно слабее: $A_5 = 0{,}84\%$; $A_7 = 2{,}16\%$; $A_{11} = 1{,}38\%$.

Учитывая, что q_0 здесь является нечетным, согласно (4-67) можно было принять обмотку с диаметральным шагом; тогда амплитуды всех четных гармонических были бы равны нулю. Однако амплитуды н. с. нечетных гармоник возросли бы до значений: $A_5 = 4{,}84\%$; $A_7 = 2{,}82\%$; $A_{11} = 1{,}80\%$.

Кроме того, в таком же отношении возросли бы нечетные гармонические в э. д. с. холостого хода генератора. Поэтому, вообще говоря, применения дробности $q = 1^1/_2$ по возможности следует избегать.

3. Н. с. реакции якоря при $q = b + \frac{c}{d}$. Рассмотрим н. с. реакции якоря, обмотка которого имеет дробное число пазов на полюс и фазу произвольного вида: $q = b + \frac{c}{d}$. Количественный анализ н. с. таких обмоток встречает известные трудности, поэтому первоначально остановимся на качественной оценке обмотки [4-1], [4-10].

Как уже отмечалось, реальная машина, имеющая z_1 пазов статора при дробном q, может быть представлена некоторым числом элементарных машин с целым числом пазов в ней. Элементарные машины будут в точности повторять друг друга в отношении чисел пазов, полюсов, сдвигов между векторами н. с. и э. д. с. и пр., и поэтому необходимо и достаточно рассмотреть только одну элементарную машину при изучении реакции н. с. обмотки с дробным q.

Элементарная машина может явиться в то же время реальной машиной с наименьшим возможным числом пазов в ней, которую можно выполнить при данном дробном значении q. Далее будем рассматривать прежде всего элементарную машину.

При четном знаменателе дробности d элементарная машина должна иметь d полюсов и число пазов по (4-45), т. е. $z_э = m\,(bd + c)$.

Если знаменатель дробности d нечетный, то элементарная машина будет иметь $2d$ полюсов (поскольку число полюсов всегда должно быть четным) и число пазов в ней — по (4-49), т. е. $z_э = 2m\,(bd + c)$.

Число элементарных машин в реальной, очевидно, будет $z_1/z_э = 2p/d$ при четном d и $z_1/z_э = p/d$ при нечетном d.

Различие в правых частях равенств для определения пазов $z_э$ при четном и нечетном d приводит к различному содержанию спектра гармонических в кривой н. с. этих машин.

Общий анализ состава гармонических в реакции якоря, очевидно, следует производить, исходя из обычных позиций гармонического анализа. Как при четном, так и при нечетном d полный период изменения н. с. вдоль окружности расточки статора укладывается на одной элементарной машине с $z_э$ пазами. При разложении н. с. реакции якоря в ряд Фурье за период должна быть взята элементарная машина, а не два реальных полюсных деления 2τ, как это имело место при целом значении q.

При нечетном d каждая половина машины будет содержать в одной фазе $bd + c$ пазов и d полюсов и, следовательно, каждые полпериода распре-

деления н. с. фазы будет иметь симметрию третьего рода относительно оси абсцисс. Такие кривые, как известно, при разложении в ряд не будут содержать четных гармонических.

Обмотка с нечетным знаменателем дробности d будет иметь относительно элементарной машины гармонические только нечетного порядка: 1, 3, 5, ..., ..., d, $d+k$.

Здесь общепринятая основная гармоническая н. с., соответствующая паре полюсных делений 2τ, будет иметь порядок, равный d.

Если, как обычно принято, первой гармонической считать основную, то порядок гармонических, отнесенных к этой основной, будет

$$1/d,\ 3/d,\ 5/d,\ \ldots,\ d/d,\ \ldots,\ (d+k)/d,$$

или в общем виде

$$\nu = \frac{d \pm k}{d},\ \text{где}\ k = 0,\ 2,\ 4,\ 6, \ldots. \qquad (4\text{-}86)$$

Характерным для дробных обмоток с нечетным d является то, что в кривой н. с. будут целые нечетные гармонические и гармонические дробного порядка по отношению к основной. Например, для $q = 1\frac{5}{11}$ получим ряд целых гармонических: 1, 3, 5, 7, 9, ... и ряд дробных $\frac{1}{11}$, $\frac{3}{11}$, $\frac{5}{11}$, $\frac{7}{11}$, $\frac{9}{11}$, ...

При четном d половины элементарной машины будут содержать неодинаковое число пазов в фазе, $\frac{bd+c}{2} + \frac{1}{2}$ или $\frac{bd+c}{2} - \frac{1}{2}$, и, следовательно, при разложении в ряд такой несимметричной кривой появятся как четные, так и нечетные гармонические.

Обмотка с четным знаменателем дробности d будет иметь относительно элементарной машины гармонические как четного, так и нечетного порядка: 0, 1, 2, 3, ..., $d/2$, $d/2+1$, ... или относительно основной гармонической $d/2$: 0, $2/d$, $4/d$, $6/d$, ..., d/d, ..., $(d+k)/d$.

В общем виде

$$\nu = (d \pm k)/d,\ k = 0,\ 2,\ 4,\ 6,\ \ldots \qquad (4\text{-}87)$$

При четном d гармонические будут иметь порядок целых четных и нечетных чисел, а также дробных чисел. Например, при $q - 1\frac{3}{8}$ получим ряд целых гармонических 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, ... и ряд дробных $\frac{2}{8}$, $\frac{4}{8}$, $\frac{6}{8}$, $\frac{8}{8}$, ...

Таким образом, обмотки с дробным q и нечетным d имеют в спектре н. с. гармонические целые нечетные, как обычная обмотка с целым q, и дробные гармонические.

Обмотка с дробным q и четным d имеет в спектре н. с. гармонические целого нечетного и четного порядка, как обмотка с дробностью простейшего вида $b + \frac{1}{2}$, и гармонические дробного порядка.

Обозначим числитель дробности в (4-86) и (4-87) через

$$\nu_0 = d \pm k,\ k = 0,\ 2,\ 4,\ 8,\ 10,\ \ldots, \qquad (4\text{-}88)$$

и тогда порядок гармонических в кривой н. с. реакции якоря с дробным q будет определяться формулой

$$\nu = \nu_0/d, \qquad (4\text{-}89)$$

причем в (4-89), обычно, гармонические, кратные трем, можно не рассматривать, поскольку в многофазных симметричных системах пространственная волна таких гармонических будет отсутствовать. Гармонические н. с.,

порядок которых меньше единицы ($\nu < d/d$), называют субгармоническими или низшими гармоническими н. с.

Если суммирование гармонических в фазе произведено, то суммирование гармонических н. с. многофазных систем должно производиться по тем же правилам, как для суммирования н. с. при целом q.

Например, для трехфазных обмоток амплитуды н. с. остальных двух фаз по отношению к первой будут иметь сдвиг в пространстве на углы $\frac{2\pi}{3}\nu_0$ и $\frac{4\pi}{3}\nu_0$.

Отставание токов в фазах будет $2\pi/3$ и $4\pi/3$. Подставляя в a_{I}, a_{II}, a_{III} эти значения углов и суммируя их, по (4-76) получим

$$F = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{3}{2}\cdot\frac{\sqrt{2}\ Iw_1}{2p}\left[k_{об}\cos(\omega t - 0) + \sum\frac{1}{\nu_0/d}k_{об\,\nu_0}\sin\left(\omega t \pm \frac{\nu_0}{d}0\right)\right], \tag{4-90}$$

где $k_{об\,\nu_0}$ — обмоточные коэффициенты ν_0/d-гармонических, для которых гармонические $\nu_0/3$ — целое число — будут отсутствовать.

Следовательно, все гармонические н. с. будут суммироваться в трехфазной системе с множителем $^3/_2$ и вращаться относительно статора и ротора. Относительно статора все гармонические будут вращаться со скоростью d/ν_0 синхронной, т. е. субгармонические будут вращаться со скоростью, превышающей синхронную. В статоре частота перемагничивания, вызываемая каждой гармонической, будет равна f, т. е. синхронной частоте, и потоки рассеяния, образованные этими н. с. (кроме $\nu = d/d$), будут отнесены к дифференциальному рассеянию.

Скорость вращения волн относительно ротора, очевидно, будет $1 \pm \pm d/\nu_0 = (\nu_0 \pm d)/\nu_0$, и частота э. д. с., наведенной в роторных контурах, определится произведением длины волны и скорости вращения, т. е.

$$f_{p\nu_0} = \frac{\nu_0}{d}\cdot\frac{\nu_0 \pm d}{\nu_0}f = \frac{\nu_0 \pm d}{d}f,\ гц. \tag{4-91}$$

Знак плюс принимается при $k = \pm 2n$, минус — при $k = \pm 3n$ в формуле (4-88).

Появление гармонических в н. с. реакции якоря при дробном q нежелательно по тем же соображениям, которые были высказаны при рассмотрении высших гармонических с целым q. Однако в машинах с дробным q имеется своя специфика, связанная с магнитным тяжением в зазоре.

Как известно, при наличии в зазоре нескольких гармонических магнитного потока, возбуждаемых током с частотой f, тяжение в расточке статора будет определяться усилием, определяемым, в частности, членами вида

$$B_k B_n \cos[2\omega t - 0(\nu_k - \nu_n)]. \tag{4-92}$$

Отметим, что частота возмущающей силы будет равна $2f$.

Если длина волны возмущающего усилия от потока основной гармонической равна полюсному делению τ, а число узлов колебания сердечника статора (см. § 7-11) равно $4p$, то длина волны от взаимодействия двух гармонических потока порядка ν_k и ν_n будет

$$\lambda = \tau/(\nu_k - \nu_n), \tag{4-93}$$

а число узлов колебания

$$2m = 4p(\nu_k - \nu_n). \tag{4-94}$$

При целых значениях q и, следовательно, целых ν_k и ν_n число узлов колебаний статора не может быть меньше $4p$. При дробном q и дробных ν_k и ν_n число узлов запишется как

$$2m = \frac{4p(\nu_{0k} - \nu_{0n})}{d}. \tag{4-94a}$$

Число узлов колебаний будет наименьшим для рядом лежащих значений ν_{0k} и ν_{0n} и может быть существенно меньшим, чем для основной волны.

Поскольку радиальная вибрация сердечника статора возрастает при уменьшении числа узлов колебаний практически обратно пропорционально его четвертой степени (4-11), то малоузловые колебания могут быть весьма опасными.

В (4-92) входит произведение индукции, а основная гармоническая в воздушном зазоре выражена наиболее сильно, поэтому особое внимание следует уделять снижению величины дробных гармонических н. с., наиболее близких по своему порядку к основной, т. е. опасными с точки зрения вибрации статора могут оказаться гармонические порядка [4-11]

$$\nu = (d \pm 2)/d \text{ и } \nu = (d \pm 4)/d. \tag{4-95}$$

На этом качественный анализ н. с. реакции якоря может быть закончен. В формулу для гармонических н. с. (4-90) входят обмоточные коэффициенты $k_{об\,\nu_0}$, которые определяют суммирование гармоник в фазе. Основная трудность при количественном анализе дробных обмоток состоит в их определении [4-1], [4-11], [4-13]. Только для некоторых гармонических и частном распределении катушек в фазе можно получить достаточно простые выражения для коэффициентов распределения $k_{об\,q\nu_0}$ дробных обмоток. В остальных случаях могут быть указаны лишь общие принципы или методы покатушечного суммирования гармонических н. с. с дробным q.

Если обратиться к одной катушке, то разложение ее н. с. в ряд должно происходить, как уже отмечалось, с периодом пазов $z_э$. На рис. 4-15 показана н. с. одной катушки, расположенной в расточке элементарной машины при нечетном d. Ряд будет иметь вид:

$$a = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{i_п}{4}\Big(\sin\frac{\pi}{2}\beta_э\cos\theta + \frac{1}{2}\sin 2\frac{\pi}{2}\beta_э\cos 2\theta + \frac{1}{3}\sin 3\frac{\pi}{2}\beta_э\cos 3\theta + \cdots + d\sin d\frac{\pi}{2}\beta_э\cos d\theta + \cdots + \frac{1}{\nu_0}\sin\nu_0\frac{\pi}{2}\beta_э\cos\nu_0\theta\Big), \tag{4-96}$$

где $\beta_э = \beta/d$ — сокращение шага катушки по отношению к d полюсам, θ — текущая координата, *рад*, элементарной машины.

Четные гармонические, учитывая вышесказанное о симметрии н. с. при нечетном d, и гармонические, кратные трем, дальше можно не рассматривать. Если теперь представить ряд относительно основной гармонической, то ν_0 нужно заменить на ν_0/d:

$$a = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{i_п}{4}\Big(d\sin\frac{1}{d}\cdot\frac{\pi}{2}\beta\cos\frac{\theta}{d} + \frac{d}{3}\sin\frac{3}{d}\frac{\pi}{2}\beta\cos\frac{3\theta}{d} + \cdots + \sin\frac{\pi}{2}\beta\cos\theta + \cdots + \frac{d}{\nu_0}\sin\frac{\nu_0}{d}\frac{\pi}{2}\beta\cos\frac{\nu_0\theta}{d} + \cdots\Big). \tag{4-97}$$

Если рассматривать н. с. при четном d, аналогично получим

$$a = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{i_п}{4}\Big(\frac{d}{2}\sin\frac{2}{d}\frac{\pi}{2}\beta\cos\frac{2\theta}{d} + \Big(\frac{4}{d}\Big)^{-1}\sin\frac{4}{d}\frac{\pi}{2}\beta\cos\frac{4\theta}{d} + \cdots + \sin\frac{\pi}{2}\beta\cos\theta + \cdots + \frac{d}{\nu_0}\sin\frac{\nu_0}{d}\frac{\pi}{2}\beta\cos\frac{\nu_0\theta}{d} + \cdots\Big).$$

Коэффициентам в ряду, очевидно, следует приписать смысл коэффициентов сокращения обмотки с дробным q

$$k_{об\,\beta\nu} = \sin\nu\frac{\pi}{2}\beta = \sin\frac{\nu_0}{d}\cdot\frac{\pi}{2}\beta. \tag{4-98}$$

Вычисление этого коэффициента не встречает каких-либо трудностей. Рассматривая (4-98), можно получить выражение для зубцовых гармонических при дробном q:

$$\nu_z = \nu_0/d = 2m(bd + c)k \pm 1, \; k = 1, 2, \ldots,$$

что соответствует уже полученному ранее.

Обратимся теперь к суммированию н. с. отдельных катушек, образующих фазу. Если рассматривать обмотку с наилучшим коэффициентом распределения при суммировании э. д. с. основной гармонической, то, как показано в § 4-3, пазовые векторы основной гармонической всей элементарной машины могут быть равномерно распределены под двумя полюсами единичной машины. При нечетном d под каждым полюсом окажутся $bd + c$ векторов основной гармонической и они займут фазовую зону, равную $2\pi/m'$. При нечетном d под одним полюсом будет $\frac{1}{2}(bd + c - 1)$, а под другим $\frac{1}{2}(bd + c + 1)$ векторов. Следовательно, и в том и в другом случае коэффициенты распределения для основной гармонической н. с. и гармонических н. с., имеющих целое нечетное ν, могут определяться обычной формулой для $k_{об\ q\nu}$ (4-35) с заменой q на $bd + c$, как это при суммировании э. д. с. (4-47). Кроме того, для целых четных гармоник при четном d можно воспользоваться формулой для $k_{об\ q\nu}$ (4-85) с заменой $bd + 1$ на $bd + c$. Таким образом, теория обмоток с дробными q для целых гармоник может быть исчерпана рассмотрением двухполюсной машины с числом пазов на полюс и фазу, равным $bd + c$, или для учета целых четных гармоник — рассмотрением двухполюсной обмотки с простейшей дробностью вида $(bd + c \pm 1) \mp \frac{1}{2}$.

Сложнее дело обстоит с суммированием дробных гармонических н. с. При дробном значении ν между катушечными группами углы сдвига не будут составлять величину, близкую к 180 или 360°, как для целых значений ν, и поэтому при «укладывании» всех векторов под двумя полюсами они не будут занимать равномерно всю зону подряд. В этом случае векторы н. с. отдельных катушек образуют зоны векторов с различным сдвигом между ними, что не дает возможности ввести простейшие коэффициенты суммирования.

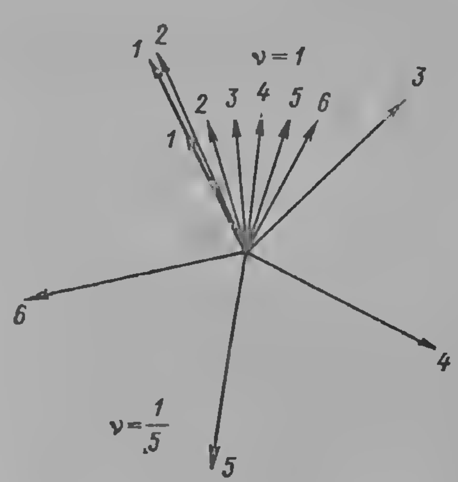


Рис. 4-16. Распределение векторов пазовых н. с. обмотки с $q = 1^1/_5$ для основной гармонической ($\nu = 1$) и первой субгармонической $\left(\nu = \frac{1}{5}\right)$

На рис. 4-16 для примера показано расположение векторов основной гармонической и гармонической н. с. порядка $\nu = \frac{1}{5}$ для обмотки с $q = 1^1/_5$ (дробность простейшего вида) под одним полюсом двухполюсной единичной машины. Векторы основной гармонической расположены в 60-градусной зоне с равномерным сдвигом относительно друг друга, равным 10°. Первые два вектора гармоники $\nu = \frac{1}{5}$ сдвинуты относительно друг друга на 2°, остальные — на 72°. Поэтому получить выражение для обмоточного коэффициента дробных гармонических затруднительно.

В этом случае должен быть применен общий случай суммирования векторов н. с. данной гармонической (см. § 4-3), т. е. нужно найти сумму проекций всех векторов данной гармоники на взаимно перпендикулярные оси и обмоточный коэффициент распределения $k_{об\ q}$ по (4-59).

Пользуясь тем, что и для дробных гармонических многие углы между векторами периодически повторяются, суммирование проекций векторов можно в практических случаях, как это показано в [4-11], существенно упростить. Нахождение углов между векторами при любом значении ν не представляет трудности, особенно если пользоваться табличными методами, разработанными в [4-11], [4-12]. Но при достаточно сложной дробности задача по определению обмоточных коэффициентов дробных гармонических является, конечно, чисто машинной.

Если распределение катушек будет в общем произвольным (не обеспечивающим максимального значения $k_{об\ q}$), то при вычислении коэффициентов распределения гармоники с целым потеряют свои преимущества перед гармониками с дробным ν.

Для обмотки с $q = 1^7/_{11}$ и нормальным чередованием катушечных групп согласно [4-11] были получены следующие амплитуды дробных гармонических по отношению к основной:

ν	5/11	7/11	13/11	17/11
A, %	4,74	6,38	7,90	2,22

4-5. СХЕМЫ СТАТОРНЫХ ОБМОТОК

1. Трехфазные двухслойные обмотки с целым q. Трехфазные двухслойные обмотки с целым q обычно выполняются с шестью фазовыми зонами. Каждая катушечная группа состоит из q катушек. Удобно при составлении схемы расположить фазовые группы следующим образом: $AC'BA'CB'$. Число катушек в каждой группе q.

Можно пользоваться табличной записью схемы: тогда составляется таблица из числа клеток, равных числу пазов в машине z_1, и каждой клетке приписывается порядковый номер паза. Число вертикальных столбцов должно приниматься равным числу пазов на два полюса, т. е. $6q$, число горизонтальных рядов — равным числу пар полюсов, т. е. $p = z_1/(6q)$.

Такая табличная схема, например, показана на рис. 4-17. Катушки, расположенные в таблице друг под другом, будут отстоять на ширину двойного полюсного деления $2\tau = 6q$; катушки, расположенные рядом, будут отстоять друг от друга на одно пазовое деление.

A			C'			B			A'			C			B'		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36
37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54

H_A K_A

Рис. 4-17. Табличная схема петлевой обмотки с целым q

$m = 3$, $m' = 6$, $q = 3$, $2p = 6$, $z' = 54$, $a_1 = 1$

Поскольку для петлевой обмотки результирующая ширина катушки равняется одному пазовому делению, катушки в пределах каждой фазовой зоны должны соединяться по горизонтали. Катушечные группы могут соединяться друг с другом прямыми или косыми межполюсными перемычками.

Прямыми обычно называют перемычки, расположенные в одном слое, т. е. соединяющие либо верхние, либо нижние стороны катушек; косые перемычки соединяют верхнюю сторону одной катушки с нижней стороной другой катушки. Для того чтобы в петлевых обмотках сократить длину межполюсных перемычек, их обычно выполняют прямыми.

Если с помощью межполюсных перемычек замкнуть всю фазу саму на себя, то число перемычек в каждой фазе составит $2p$, а общая длина их будет равна длине окружности статора. Разомкнув любую перемычку в удобном по конструктивным соображениям месте, получим последовательное соединение фазы с одной параллельной ветвью. Схема такой обмотки представлена на рис. 4-18, *а*.

Образование симметричных ветвей в фазе не представляет особого труда: при этом необходимо помнить, что если направления э. д. с. в катушках одной фазовой зоны (например, A) условно принять от начала к концу, то в другой фазовой зоне (A') направление э. д. с. будет от конца к началу катушки. Схема, аналогичная рис. 4-18, *а*, но с двумя параллельными ветвями в каждой фазе представлена на рис. 4-18, *б*.

Для волновой обмотки результирующая ширина катушки равна двойному полюсному делению, поэтому катушки, расположенные друг под другом в таблице, будут нормально соединяться по вертикали таблицы с помощью лобовых частей, без всяких перемычек. Нетрудно видеть, что число таких вертикальных ходов в каждой фазовой зоне будет q. Каждый вертикальный

ход замкнется сам на себя. Следует разомкнуть каждый ход и косой перемычкой, по длине равной одному пазовому делению, соединить последовательно все ходы одной фазовой зоны (рис. 4-19). Обе фазовые зоны замыкаются двумя прямыми междуполюсными перемычками; естественно одну

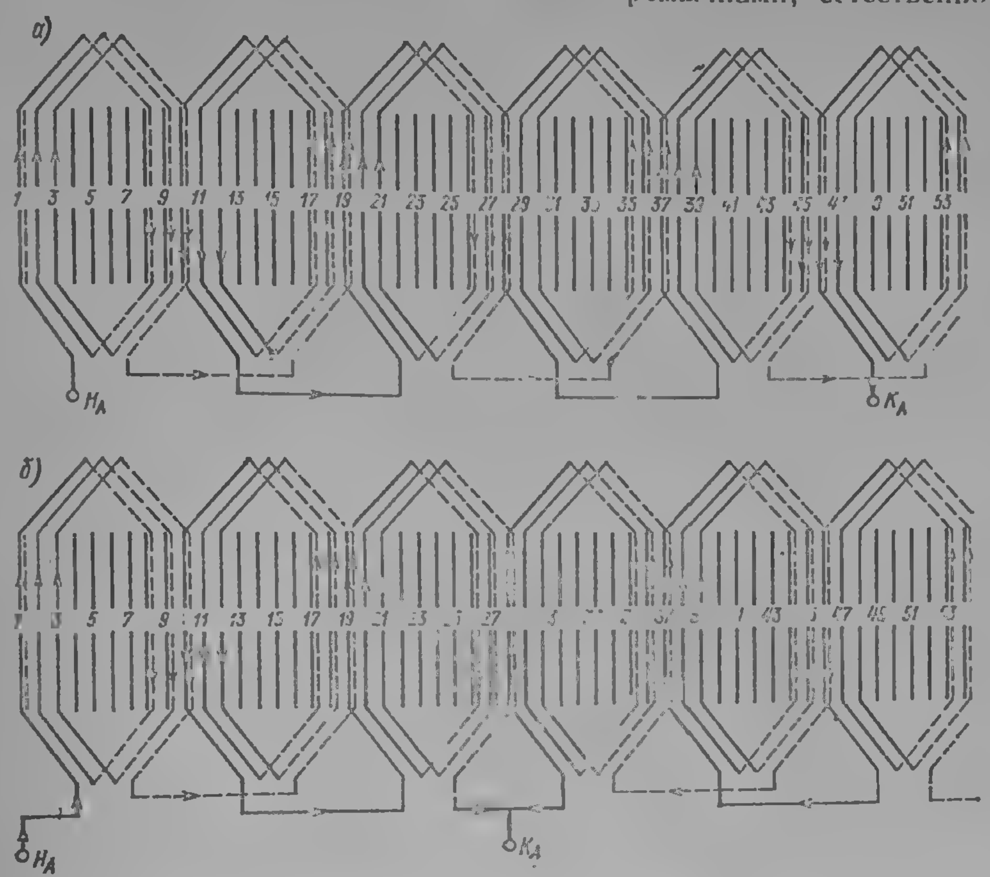


Рис. 4-18. Схема петлевой обмотки с целым q при $a_1 = 1$ (*а*), $a_1 = 2$ (*б*)
$m = 3$, $m' = 6$, $q = 3$, $2p = 6$, $z_1 = 51$

$Н_А$ A			C'			B			A' $К_А$			C			B'		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36
37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54
	2	3							10	11							

Рис. 4-19. Табличная схема волновой обмотки с целым q
$m = 3$, $m' = 6$, $q = 3$, $2p = 6$, $z_1 = 51$, $a_1 = 1$

из них разомкнуть для образования начала и конца фазы с одной параллельной ветвью. Схема такой обмотки представлена на рис. 4-20.

Нетрудно видеть, что при образовании параллельных ветвей (если число их больше двух) число междуполюсных перемычек будет возрастать.

Как петлевая, так и волновая обмотка, если число параллельных ветвей $a_1 < 2p$, может быть выполнена либо сосредоточенной, либо распределенной.

Сосредоточенные параллельные ветви располагаются под соседними полюсами и таким образом занимают определенный сектор статора, как,

например, на рис. 4-18, *б*. Распределенные параллельные ветви обегают весь статор или бо́льшую часть его (рис. 4-20, *б*).

Если воздушный зазор вследствие различных технологических причин оказывается неравномерным вдоль окружности статора, то э. д. с. в сосредоточенных параллельных ветвях могут отличаться друг от друга и под действием разности э. д. с. параллельные ветви будут обтекаться уравнительными токами. Распределенные параллельные ветви нечувствительны к неравномерной ширине воздушного зазора машины.

Следует отметить, что уравнительные токи в сосредоточенных ветвях стремятся выровнять распределение магнитного потока под полюсами и таким образом компенсируют до не-

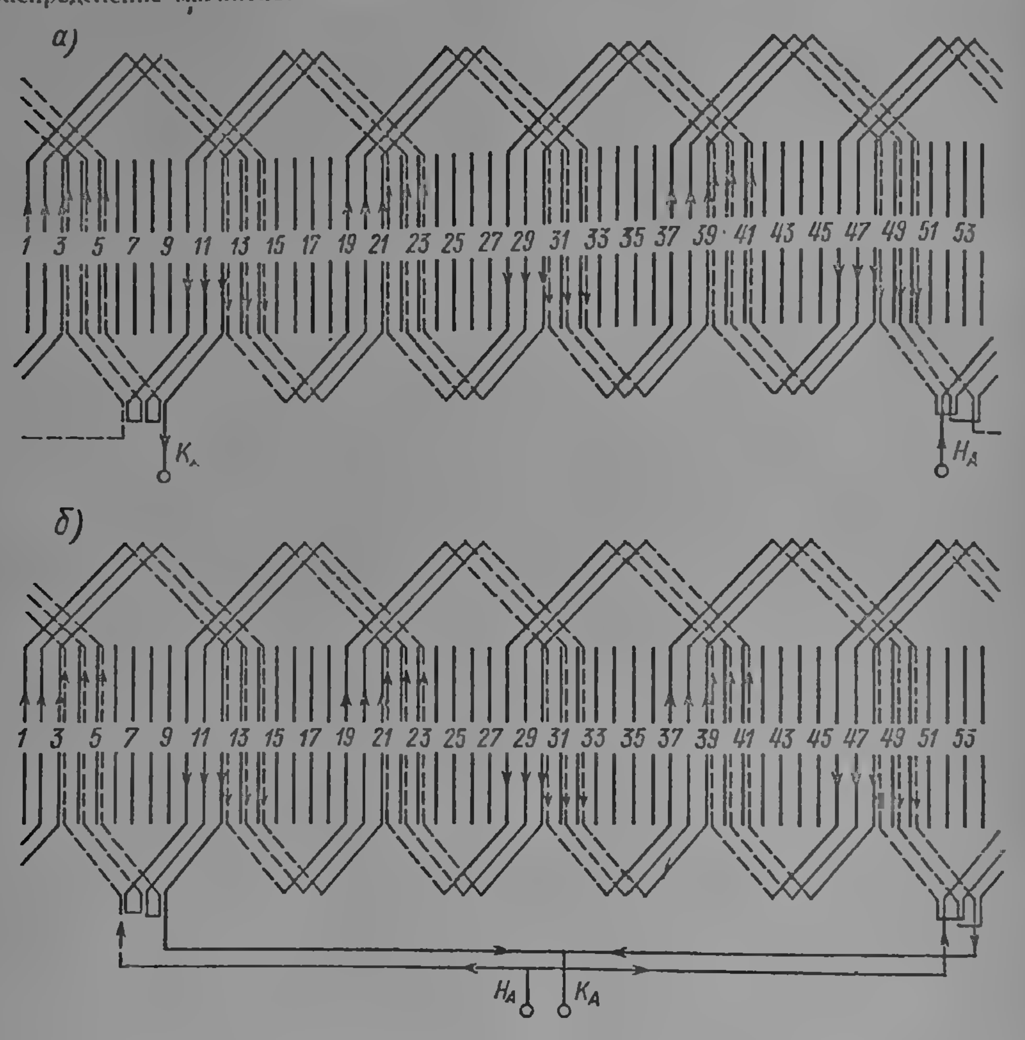


Рис. 4-20. Схема волновой обмотки с целым q при $a_1 = 1$ (*а*), $a_1 = 2$ (*б*)
$m = 3$, $m' = 6$, $q = 3$, $2p = 6$, $z_1 = 54$

которой степени неравномерность воздушного зазора. Поэтому применение сосредоточенных параллельных ветвей полезно там, где необходимо, например, уменьшать одностороннее магнитное тяжение, которое может иметь место при неравномерном воздушном зазоре вдоль окружности статора.

2. Симметричные трехфазные обмотки с дробным q. При составлении схем обмоток с дробным q необходимо в первую очередь составить чередование катушечных групп. Наиболее распространенным является чередование катушечных групп, обеспечивающее максимальный коэффициент распределения. Чередование катушечных групп в этом случае может быть определено следующим образом [4-12]. В каждой катушечной группе будет, как известно, b катушек или $b + 1$. Чередование катушечных групп определится, если составить таблицу из c строк и d столбцов, причем первый столбец имеет $b + 1$ катушку, второй — уже b катушек с последующим дополнением в $b + 1$ катушку и т. д., пока не образуется полностью заполненная таблица.

Например, если $q = 2^3/_7$, то $c = 3$, $d - c = 4$, $b + 1 = 3$, то и катушечный ряд будет определяться любой строкой полученного столбца, например:

3 2 2 3 2 3 2

3 2 3 2 2 3 2

3 2 3 2 3 2 2

После того как определено чередование катушечных групп, следует построить табличную схему обмотки. Число квадратиков в такой таблице должно соответствовать числу $z_э$ элементарной машины по (4-45) или (4-49).

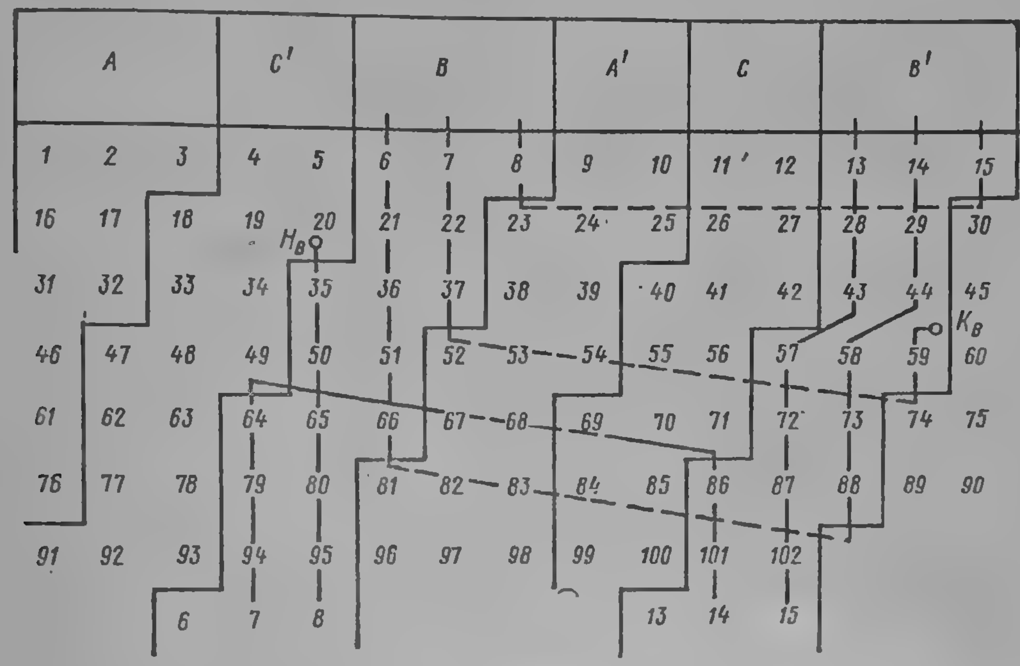


Рис. 4-21. Табличная схема волновой обмотки с дробным q

$m = 3$, $m' = 6$, $q = 2^3/_7$, $z_э = 102$, $B_р = 15$, $a_1 = 1$

Число квадратиков в каждой строке должно быть равно результирующей ширине катушки по (4-63). Пример такой таблицы приведен на рис. 4-21. Здесь число вертикальных ходов оказывается значительно большим, чем при целом q, поскольку фазовые зоны при дробном q ограничены ступенчатой линией.

Для катушечной петлевой обмотки после определения табличной формы соединение между группами не представляет особых осложнений по сравнению с петлевой обмоткой при целом q, причем число перемычек в обоих случаях равно.

$Н_В$ → 35 — 8
57 ← 15
13 — 43
6 — 66
58 — 88
86 — 44
64 — 37
$К_В$ ← 59

Для волновой же обмотки ступенчатый характер ограничения фазовых зон требует введения большего числа перемычек, чем при целом q. Однако обычно для хорошо составленной волновой обмотки число перемычек оказывается и при дробном q меньшим, чем для петлевой обмотки с тем же q. Число нормальных ходов волновой обмотки с дробным q существенно больше, чем при целом q. Если, например, начать обход обмотки из паза 35, то нормальный ход будет ограничен пазом 8, после чего можно будет сделать прямую перемычку в паз 15 и нормально пройти до паза 57, далее следует косая перемычка в паз 43 и т. д. Здесь «—» обозначает нормальный ход, ‾| прямую перемычку, _|‾ косую перемычку. Схема рассматриваемой обмотки показана на рис. 4-22.

При составлении схем обмоток с дробным q следует также обращать внимание на содержание низших гармонических в кривой н. с. Как уже отмечалось в § 4-4, при неблагоприятном чередовании катушечных групп влияние низших гармонических н. с. может отрицательно сказаться на вибрационном состоянии сердечника статора. Более подробно составление схем с дробным q рассмотрено в специальной литературе [4-1], [4-11], [4-14], а также в гл. 9, где показан пример составления волновой схемы многополюсного гидрогенератора.

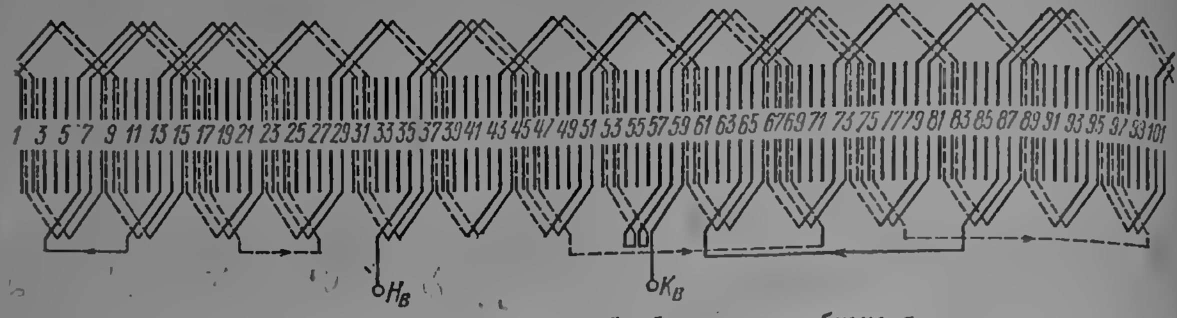


Рис. 4-22. Схема волновой обмотки с дробным q

$m = 3$, $m' = 6$, $q = 2^2/_3$, $z_э = 102$, $B_р = 15$, $a_1 = 1$

3. Несимметричные трехфазные обмотки с целым q. Для двухполюсных турбогенераторов иногда применяют обмотки с числом параллельных ветвей a_1, большим, чем число полюсов $2p$. В этом случае обмотки несимметричны.

Наиболее употребительными являются схемы обмоток с $a_1 = 4$ и 3 при $2p = 2$. При составлении таких схем стремятся добиться, чтобы несимметрия в ветвях по величине э. д. с. и по фазе была по возможности минимальной. Правила составления некоторых несимметричных схем изложены в [2-10], [4-3]. В общем случае следует прибегать к сравнению вариантов. Не излагая здесь подробно самих методов составления таких схем, приведем наилучшие варианты для двухполюсных машин с $a_1 = 4$.

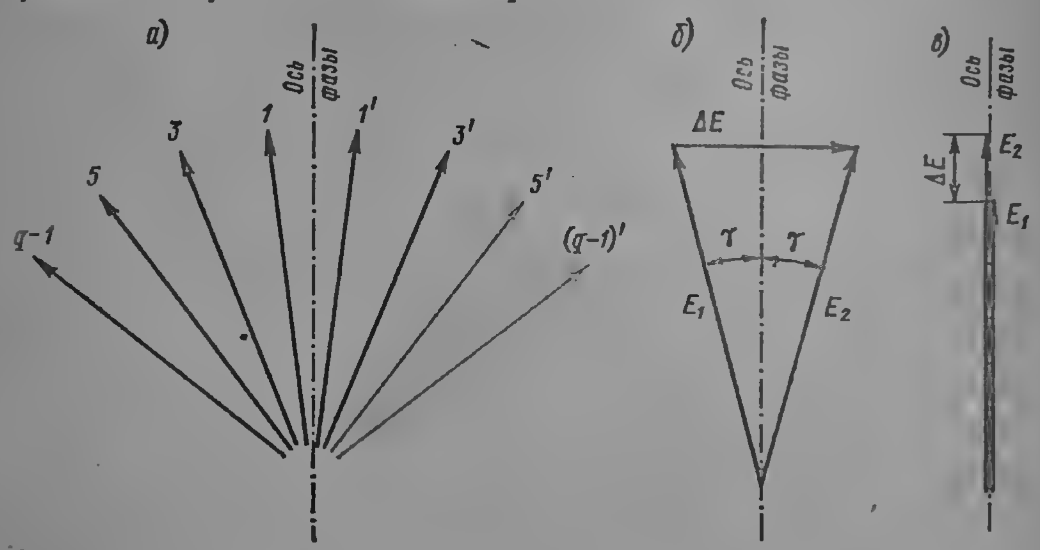


Рис. 4-23. Нумерация векторов пазовых э. д. с. при $a_1 = 4$, $2p = 2$ (a), вектора э. д. с. обмотки с равными амплитудами ($б$) и синфазной обмотки ($в$)

Если на одном полюсе располагаются две параллельные ветви, они могут иметь равные амплитуды э. д. с., но при этом не совпадать по фазе или э. д. с. этих ветвей будут совпадать по фазе, но несколько отличаться по амплитуде. В первом случае обмотки будут называться несимметричными с равными амплитудами э. д. с., во втором случае — несимметричными синфазными обмотками. Данные обмоток с равными амплитудами э. д. с., имеющих наименьший угол расхождения, представлены в табл. 4-11 в зависимости от q, данные синфазных обмоток, имеющих наименьшую разность э. д. с., представлены в табл. 4-12. Принятая нумерация векторов показана на рис. 4-23.

Для того чтобы выполнить обмотку с $a_1 = 4$ при $2p = 2$, необходимо, чтобы число пазов на полюс и фазу q было кратно 2, если схема выполняется с равными амплитудами э. д. с., и кратно 4, если схема принимается синфазной. Схема петлевой синфазной обмотки с $q = 12$ и $a_1 = 4$ показана на рис. 4-24, a. При q, равном 9, 12 и 15, синфазные обмотки могут быть выполнены с $a_1 = 3$.

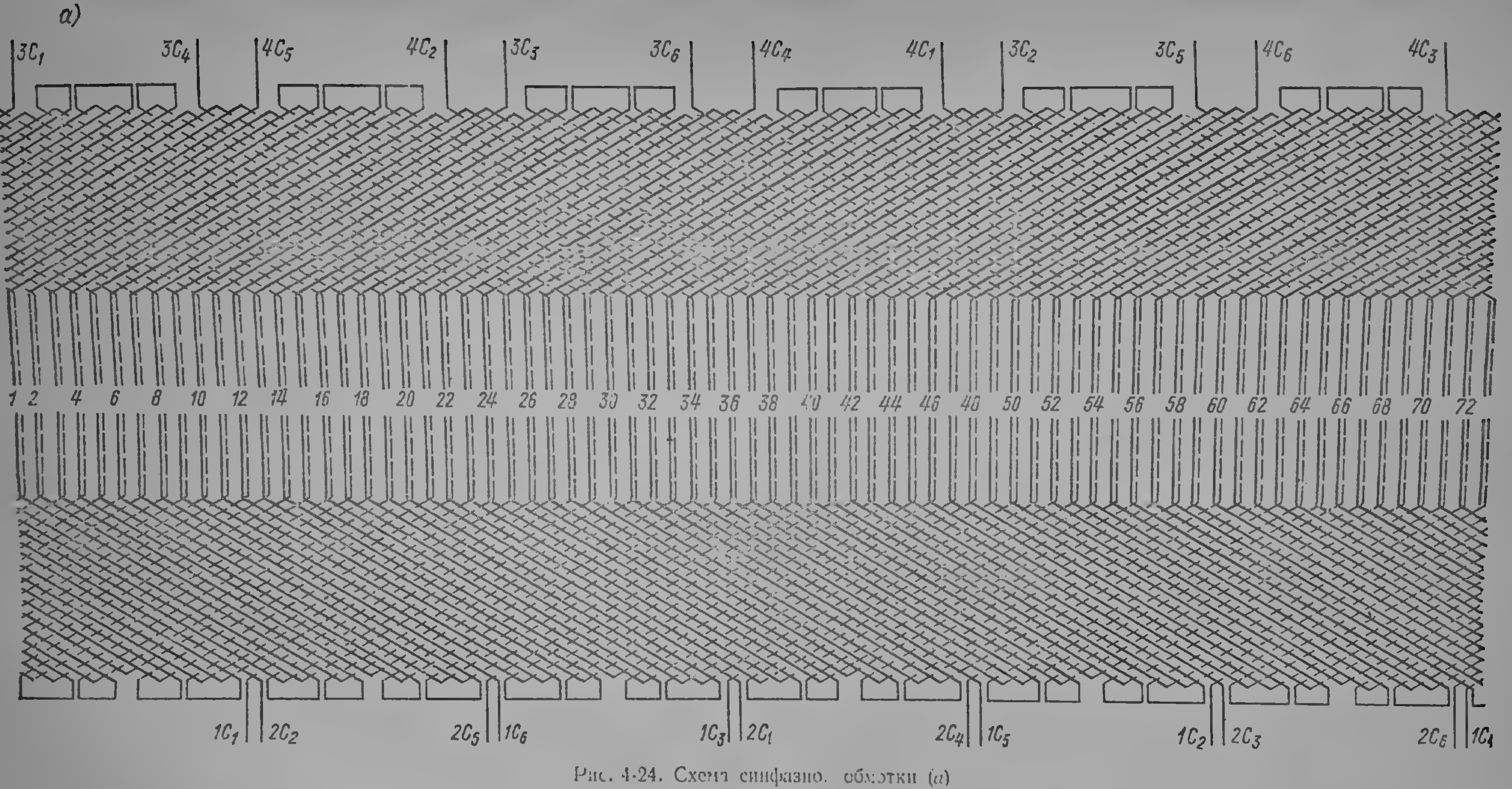


Рис. 4-24. Схема синфазной обмотки (а)

$m = 3,\ m' = 6,\ z' = 72,\ q = 12,\ 2p = 2,\ a_1 = 1$

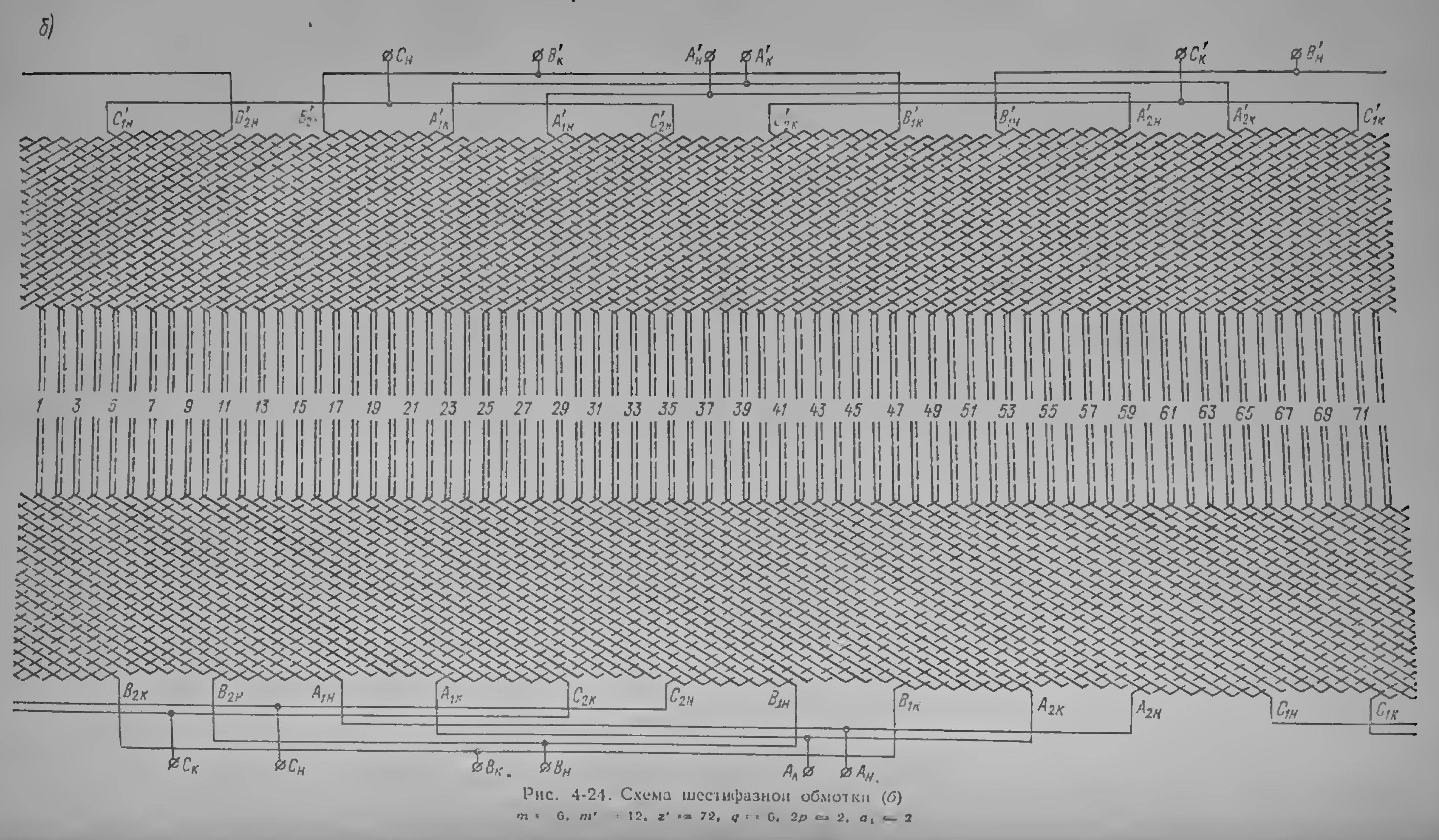


Рис. 4-24. Схема шестифазной обмотки (б)

$m = 6,\ m' = 12,\ z' = 72,\ q = 6,\ 2p = 2,\ a_1 = 2$

Таблица 4-11

Номера векторов одной ветви обмотки с равными амплитудами э. д. с. ($a = 4$)

q	6	8	10	12	14	16
Номера векторов	1, 3, 5′	1, 7, 3′, 5′	1, 3, 9, 5′, 7′	1, 3, 5, 9, 7′, 11′	1, 11, 13, 3′, 5′, 7′, 9′	1, 5, 11, 15, 3′, 7′, 9′, 13′
ΔE, о. е.	0,0533 1° 33′	0,00474 0° 08′	0,019 0° 33′	0,00375 0° 06′	0,00499 0° 09′	0,00063 0° 01′

Таблица 4-12

Номера векторов одной ветви синфазной обмотки ($a = 4$)

q	8	12	16
Номера векторов	1, 7, 1′, 7′	1, 5, 11, 1′, 5′, 11′	1, 7, 11, 13, 1′, 7′, 11′, 13′
ΔE, о. е.	0,0172	0,00234	0,00015

4. Шестифазные обмотки. Как уже отмечалось, для синхронных машин применяются шестифазные обмотки с $m' = 12$. Составление таких схем принципиальных затруднений встречать не должно. Пример такой схемы приведен на рис. 4-24, *б*.

4-6. ТРАНСПОЗИЦИЯ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ПРОВОДНИКОВ СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ

1. Общие положения. При протекании по обмотке переменного тока в ней неизбежно возникают дополнительные потери, обусловленные тем, что в общем случае с различными частями обмотки будут сцеплены переменные магнитные потоки, которые вызовут наведение в меди обмотки вихревых токов. Проводники обмотки статора находятся в переменном магнитном поле, поэтому в них возникают добавочные потери, обусловленные поверхностным эффектом.

Увеличение потерь при переменном токе по сравнению с потерями при постоянном токе может быть весьма существенным, и с этим обстоятельством необходимо считаться. С целью снижения этих потерь было введено подразделение общего сечения витков на отдельные элементарные проводники относительно малого сечения. Элементарные проводники изолируются друг от друга.

При такой конструкции имеют место следующие дополнительные потери в пазовой части обмотки статора: потери от вихревых токов, протекающих в пределах одного элементарного проводника, и потери от токов, протекающих между отдельными элементарными, соединенными параллельно проводниками. Потери первого рода принято называть потерями от вихревых токов, потери второго рода — от циркуляционных токов.

Если э. д. с., наведенная полями рассеяния в элементарных проводниках, будет различной для каждого или некоторых из них, то между этими элементарными проводниками будут протекать под действием разности э. д. с. рассеяния циркуляционные токи, которые обусловят добавочные потери второго рода.

Такое подразделение добавочных потерь в пазовой части позволяет во многих случаях упростить расчет и более четко определить те или иные конструктивные мероприятия, направленные на подавление добавочных

потерь в пазовой части обмотки. Потери от вихревых токов в пределах одного проводника могут быть уменьшены за счет уменьшения высоты самого элементарного проводника. Потери же от циркуляционных токов, протекающих между элементарными проводниками, могут быть уменьшены только за счет уменьшения разности напряжения между ними.

Добиваются полного уничтожения циркуляционных токов в пазовой части за счет транспозиции элементарных проводников в пазу, при которой проводники занимают все положения по высоте паза и, следовательно, между ними нет разности э. д. с. При этом условии, а также учитывая ранее введенные допущения, получим для первого уравнения Максвелла (рис. 4-25):

$$\frac{d\dot{H}}{dz} = -\frac{b_м}{b_{п1}}\gamma\dot{E}, \tag{4-99}$$

где $\dot{H}$ — вектор напряженности магнитного поля, $\dot{E}$ — вектор напряженности электрического поля, $b_м/b_{п1}$ — отношение ширины меди к ширине паза.

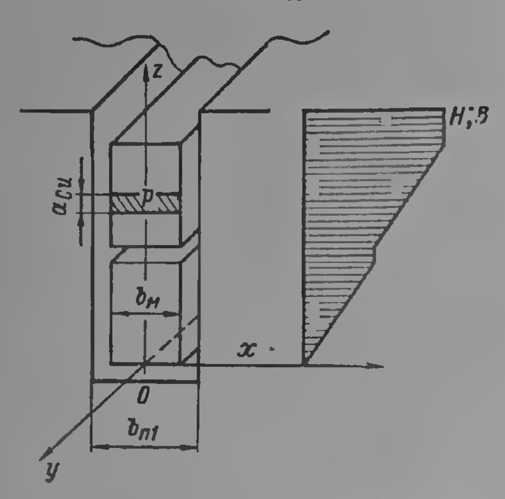


Рис. 4-25. К расчету добавочных потерь в обмотке статора от поперечно-пазового потока

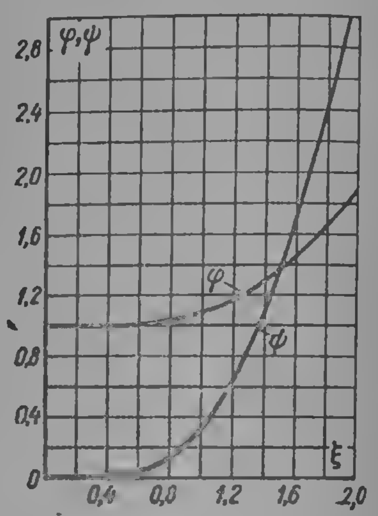


Рис. 4-26. Зависимость φ (ξ) и ψ (ξ) для добавочных потерь в пазу

Второе уравнение Максвелла:

$$\frac{d\dot{E}}{dz} = -j\omega\mu\dot{H}. \tag{4-100}$$

Дифференцируя (4-99) и подставляя в (4-100), получим

$$\frac{d^2\dot{H}}{dz^2} = j\frac{b_м}{b_{п1}}\omega\gamma\mu\dot{H}. \tag{4-101}$$

Согласно закону полного тока имеем

$$\dot{H}_1 b_{п1} = \dot{I}_b p, \quad \dot{H}_2 b_{п1} = \dot{I}_b (p-1), \tag{4-102}$$

где p — номер проводника, считая от дна паза; I_b — рабочий ток в проводнике.

Решение уравнения (4-101) имеет вид:

$$H = C_1 e^{-\alpha z} + C_2 e^{\alpha z}. \tag{4-103}$$

Постоянные C_1 и C_2 определяются граничными условиями (4-102).

После соответствующих преобразований получаются известные выражения [3-1] для коэффициентов добавочных потерь в пазовой части обмотки (коэффициент Фильда): для p-го проводника

$$k_{Фp} = \frac{r_{\sim p}}{r_p} = \varphi(\xi) + p(p-1)\psi(\xi) \tag{4-104}$$

и для среднего значения добавочных потерь в пазу

$$k_\Phi = \frac{r_\sim}{r_p} = \varphi(\xi) + \frac{m^2-1}{3}\psi(\xi), \qquad (4\text{-}105)$$

где $r_{\sim p}/r_p$ — отношение сопротивления переменного току к омическому сопротивлению; m — число горизонтальных элементарных проводников в пазу однослойной обмотки (если в пазу $s_{\text{п}i}$ активных витков следует принять $s_{\text{п}i}m$); $\xi = a_{Cu}\sqrt{\frac{b_\text{м}}{b_\text{п}}\frac{\omega\gamma\mu}{2}}$ — приведенная высота проводника в пазу.

Так называемые функции Эмде $\varphi(\xi)$ и $\psi(\xi)$ имеют вид:

$$\varphi(\xi) = \xi\frac{\operatorname{sh}2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch}2\xi - \cos 2\xi}, \quad \psi(\xi) = 2\xi\frac{\operatorname{sh}\xi - \sin\xi}{\operatorname{ch}\xi + \cos\xi}. \qquad (4\text{-}106)$$

Функции $\varphi(\xi)$ и $\psi(\xi)$ показаны на рис. 4-26. Как видно из кривых, на величину дополнительных потерь большое влияние оказывает приведенная высота элементарного проводника. В современных машинах переменного тока промышленной частоты приведенная высота выбирается меньшей единицы. Тогда можно принять $\varphi(\xi) = 1 + \frac{4}{45}\xi^4$, $\psi(\xi) = \frac{1}{3}\xi^4$ и для (4-104) и (4-105) иметь:

$$\left.\begin{aligned} k_{\Phi p} &= 1 + \frac{4}{45}\xi^4 + \frac{1}{3}(p^2 - p)\xi^4, \\ k_\Phi &= 1 + \frac{m^2 - 0{,}2}{9}\xi^4. \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}107)$$

При $f = 50$ *гц* последнее равенство удобно записать так:

$$k_\Phi = 1 + 0{,}107\left(\frac{b_\text{м}}{b_\text{п}}\right)^2\left(\frac{f}{50}\right)^2 m^2 a_{Cu}^4. \qquad (4\text{-}108)$$

Здесь a_{Cu} — в сантиметрах.

Если двухслойная обмотка выполнена с $\beta < 1$, как почти всегда в действительности, то из-за сдвига токов в некоторых пазах дополнительные потери будут несколько ниже получаемых по формулам (4-107).

Если угол между направлением тока в верхнем и нижнем стержнях α, число горизонтальных рядов элементарных проводников в верхнем стержне m, то коэффициент Фильда для верхнего стержня [4-9]

$$k_{\Phi.\text{в}} = 1 + \frac{m^2(4 + 3\cos\alpha) - 0{,}2}{9}\xi^4,$$

для всего паза

$$k_\Phi = 1 + \frac{1}{9}\,\frac{m^2(4 + 3\cos\alpha) + m^2 - 0{,}4}{2}\xi^4.$$

На рис. 4-27 показан коэффициент уменьшения η добавочных потерь, связанный с сокращением шага, для трехфазной и шестифазной обмотки.

2. Транспозиция в пазовой части. Для стержневой обмотки характерным является достаточно большое сечение и относительно небольшое число активных сторон в пазу. Как правило, стержневая обмотка выполняется двухслойной. Ранее использовались различные методы транспозиции элементарных проводников в пазу [7-1], однако в настоящее время всеми фирмами применяется транспозиция типа Ребеля.

Конструкция такой транспозиции показана на рис. 4-28. Представлена типичная и наиболее распространенная конструкция плетеного стержня, когда он состоит из двух столбиков изолированных проводников, перекрученных таким образом, чтобы полностью исключить циркуляционные токи от поперечно-пазовых потоков рассеяния.

Схема компенсации циркуляционных э. д. с. показана на рис. 4-29, *а*. Каждый проводник делает в пазовой части полный оборот (транспозиция

на 360°), возвращаясь по высоте паза в исходное состояние. Циркуляционная э. д. с. между любой парой проводников, соединенных по концам стержня, здесь равна нулю, следовательно, такая транспозиция может быть названа полной, поскольку циркуляционные потери в пазовой части такой обмотки отсутствуют.

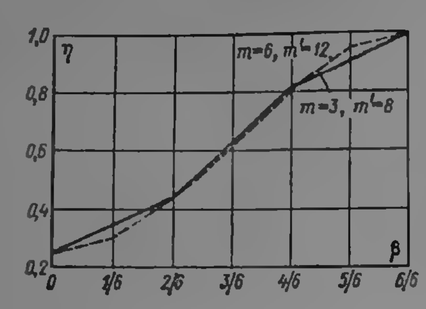


Рис. 4-27. Влияние сокращения шага β на добавочные потери в пазу

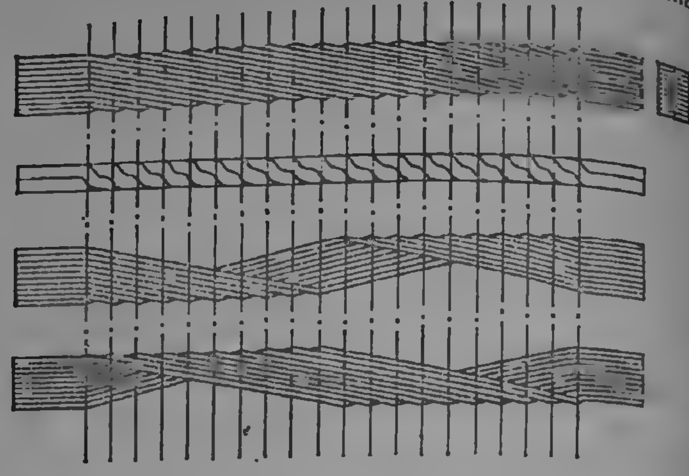


Рис. 4-28. Стержень, транспонированный по системе Ребеля

В последнее время появилась модификация основной транспозиции плетеного стержня, показанная на рис. 4-29, *б*. В отличие от транспозиции на 360° здесь элементарный проводник делает в пазу не один, а полтора оборота, не возвращаясь в исходное положение по высоте стержня. Такая

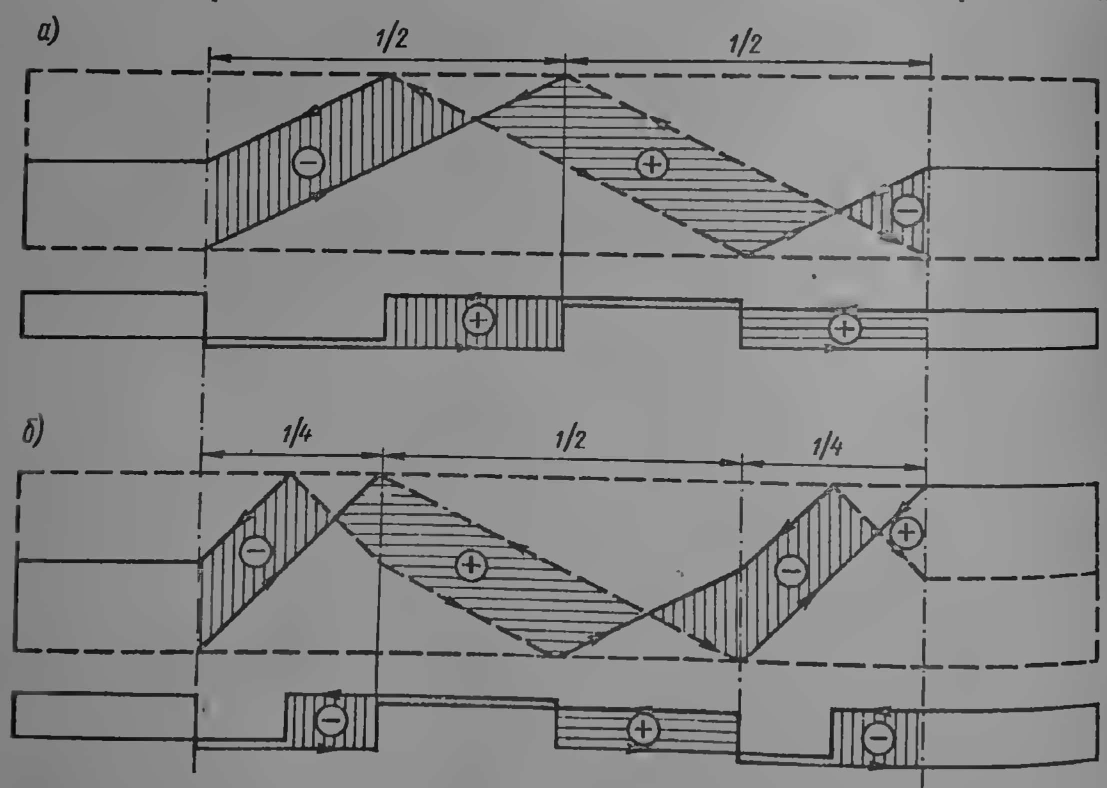


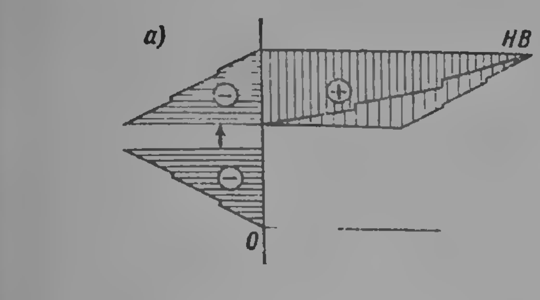
Рис. 4-29. Условия компенсации циркуляционных токов в пазовой части обмотки от поперечно-пазового и радиального потоков: *а* — транспозиция на 360° (полная); *б* — транспозиция на 540° (полная)

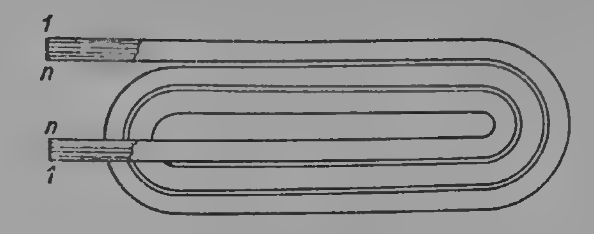
транспозиция может быть названа транспозицией на 540°. Очевидно, что и в этом случае транспозиция будет полной, если шаг ее по краям будет составлять $^1/_2$ шага средней части стержня. С точки зрения транспозиции в пазу оба плетения, на 360° и 540°, равноценны. Однако транспозиция 540° дает известные преимущества для компенсации циркуляционных токов в лобовых частях обмотки, и с этой целью она и применяется.

Конструктивно транспозиция на 540° несколько более сложная, так как для ее выполнения требуется иметь меньший шаг транспозиции, что при большом числе проводников по высоте стержня не всегда можно осуществить достаточно надежно.

Обе рассмотренные транспозиции, 360° и 540°, нашли самое широкое распространение при изготовлении стержневых обмоток турбо-, гидрогенераторов и синхронных компенсаторов большой мощности.

Потери от вихревых токов в пределах каждого элементарного проводника могут быть вычислены по формуле (4-107) или (4-108) и для стержневой и для катушечной обмотки.





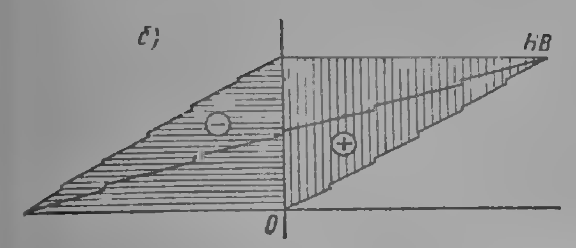


Рис. 4-30. Транспозиция катушечных обмоток

Поскольку вихревые токи пазовой части не выходят за пределы этой части обмотки, расчет коэффициента $k_{\cdot}$ должен распространяться только на пазовую часть. Это обстоятельство обычно учитывается следующим образом:

$$k_{\Phi} = 1 + \frac{m^2 - 0{,}2}{3(1+\lambda)}\xi^4, \qquad (4\text{-}109)$$

где $\lambda = \frac{1}{1 + l_{п}/l_1}$ — отношение длины пазовой части к полной длине стержня.

Учет потерь от циркуляционных токов в катушечной обмотке произведем следующим образом. Рассмотрим двухслойную катушку, имеющую $s_{п1}$ активных сторон в пазу. Пусть катушка выполнена с нормальными переходами в лобовой части (рис. 4-30, *а*) и элементарные проводники каждого витка запаяны по концам катушки. Если через $h_м$ обозначить полную высоту меди в пазу, то высота меди одного витка будет $h_м/s_{п1}$.

Поскольку высота элементарных проводников учтена в вихревых потерях, то будем представлять обмотку состоящей из бесконечно тонких элементарных проводников. Циркуляционные токи в этом случае будут замыкаться по концам катушки, протекая также и по лобовым частям.

Учитывая, что один и тот же проводник будет сцеплен с различными потоками в пазовой части, причем в нижней стороне катушки потокосцепления имеют противоположный знак, получим расчетную эпюру *H* и *B*, показанную на рис. 4-30, *а* жирным контуром. Эпюра индукции *B* в точности соответствует эпюре для транспонированного в пазу стержня с высотой меди $h_м/s_{п1}$ и числом проводников $s_{п1}/2$. Следовательно, коэффициенты потерь в этом случае могут быть рассчитаны по формуле:

$$k_{ц} = \varphi(\xi') + \frac{\left(\frac{s_{п1}}{2}\right)^2 - 1}{3}\psi(\xi^1), \qquad (4\text{-}110)$$

причем за ξ' следует принять

$$\xi' = \frac{h_м}{s_{п1}} \sqrt{\frac{\omega\gamma\mu}{2} \cdot \frac{b_м}{b_{п1}} \cdot \frac{1}{1+\lambda}}, \tag{4-111}$$

поскольку протекание циркуляционных токов по лобовой части эквивалентно увеличению сопротивления пазовой части в $1 + \lambda$ раз.

Если приведенная высота $\xi < 1$, то (4-110) можно записать как

$$k_ц = 1 + \frac{0{,}0268}{s_{п1}^2 (1+\lambda)^2} \left(\frac{b_м}{b_{п1}}\right)^2 \left(\frac{f}{50}\right)^2 h_м^4. \tag{4-112}$$

Здесь $h_м$ — высота меди в пазу, *см*.

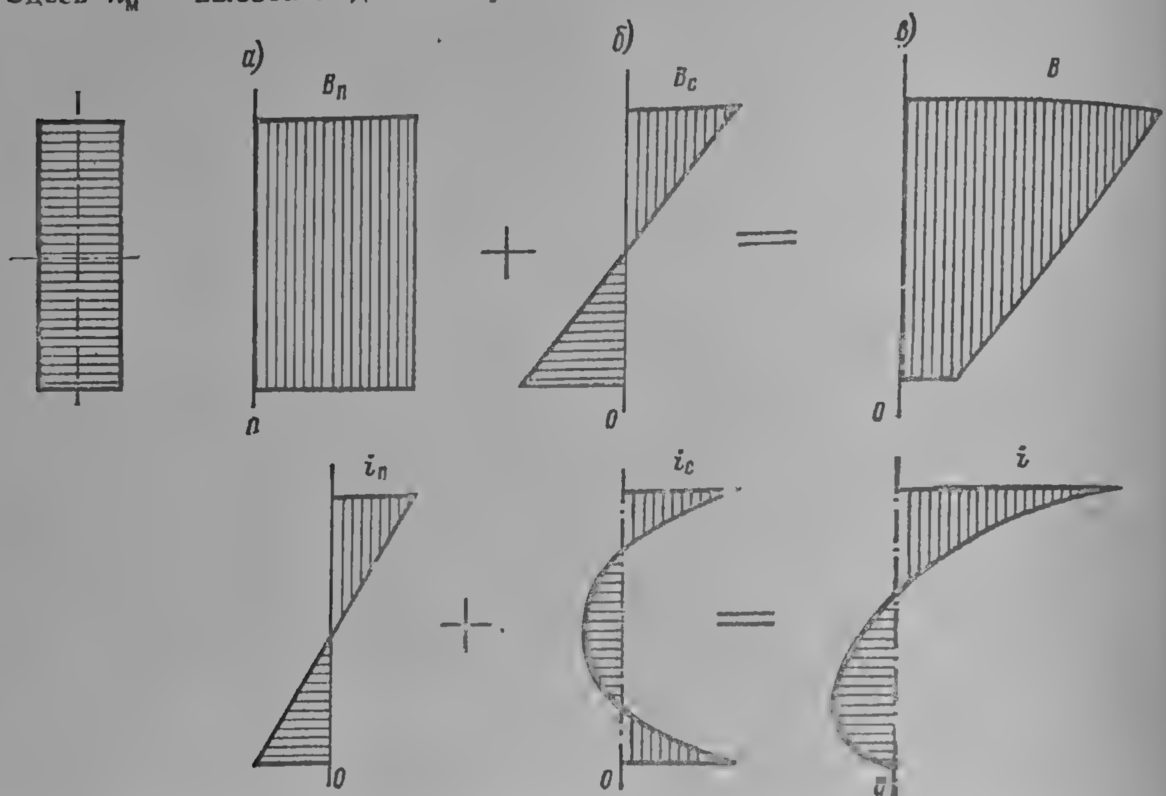


Рис. 4-31. Характер распределения поперечного потока и циркуляционного тока в лобовых частях обмотки: *а* — посторонний поток ($B_п$); *б* — собственный (B_c); *в* — суммарный B

Очевидно, что эта формула будет справедливой и для однослойной обмотки с $s_{п1}$ витками в катушке и с нормальными переходами в лобовой части (эпюра на рис. 4-30, *б*).

Если в катушке малое число витков достаточно большого сечения, то наиболее эффективным способом транспозиции будет разбиение витка на несколько групп по высоте (обычно 2—4 группы). В пределах каждой группы проводники соединяются между собой по концам катушки, оставаясь изолированными друг от друга. Группа транспонируется за счет соединения с другой группой при переходе к следующей катушке. После прохождения числа катушек, равного числу групп в витке, эти группы будут иметь относительно друг друга полную транспозицию и могут быть замкнуты между собой.

Очевидно, что такая транспозиция равносильна, с точки зрения циркуляционных потерь, увеличению числа витков в катушке, и коэффициент циркуляционных потерь может быть вычислен по формуле:

$$k_ц = 1 + \frac{0{,}0268}{(s_{п1} m)^2 (1+\lambda)^2} \left(\frac{b_м}{b_{п1}}\right)^2 \left(\frac{f}{50}\right)^2 h_м^4,$$

где m — число групп по высоте витка.

Если коэффициенты $k_Ф$ и $k_ц$ вычислены, то суммарный коэффициент добавочных потерь может быть определен как

$$k_д = k_Ф + (k_ц - 1). \tag{4-113}$$

На практике могут встречаться и другие виды перекрутки лобовых частей катушечной обмотки. В этих случаях коэффициент может быть вычислен, например, по [4-8].

3. Транспозиция в лобовой части. Кроме поперечно-пазового потока рассеяния в пазу, в лобовых частях обмотки существуют поперечные и радиальные поля рассеяния, которые также могут вызвать в некоторых случаях существенные дополнительные потери в меди обмотки.

Распределение поперечного потока по высоте стержня отличается от распределения потока в пазовой части стержня и меняется по длине лобовой части обмотки.

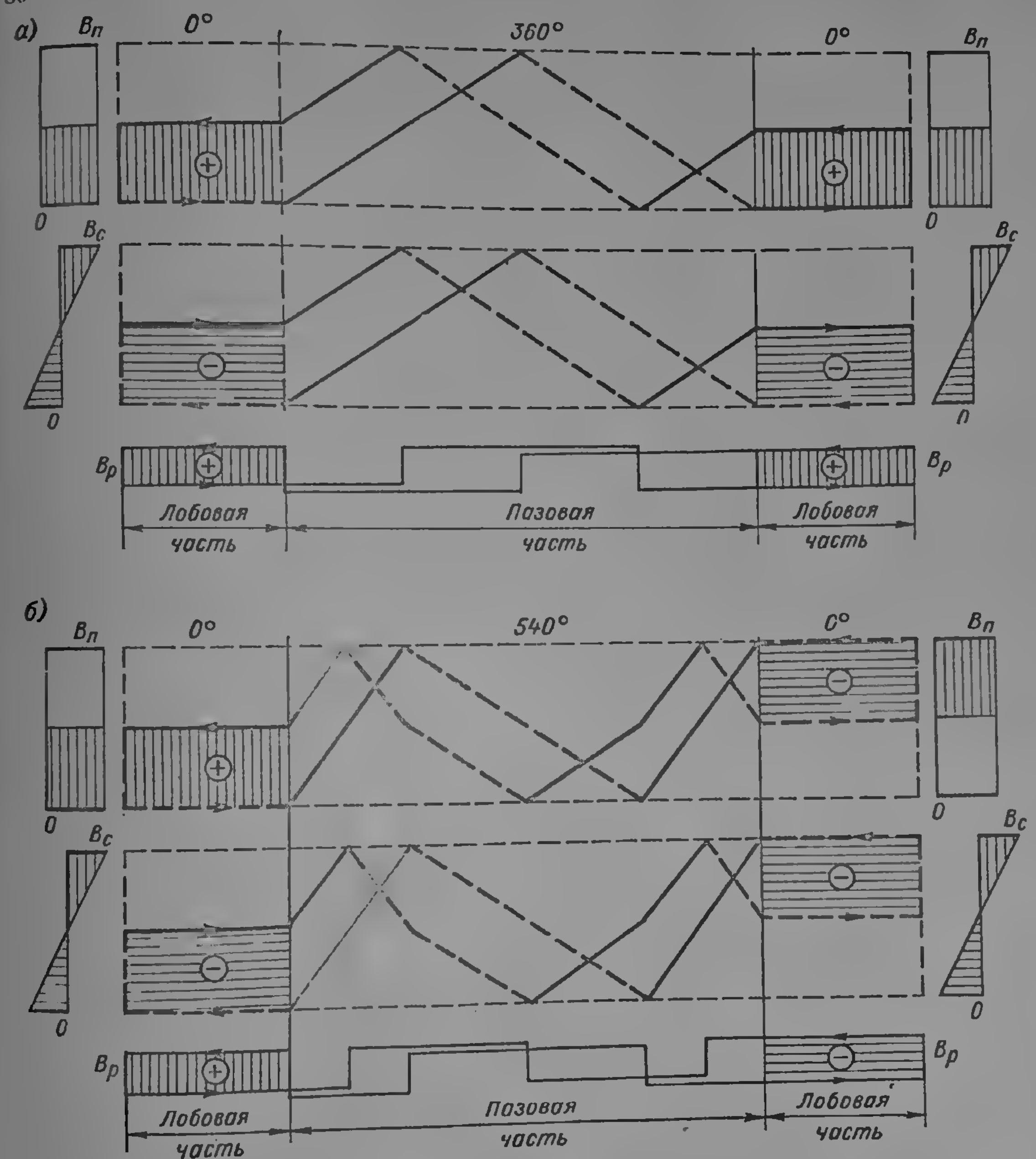


Рис. 4-32. Условия компенсации циркуляционных э. д. с. в лобовой части обмотки при транспозиции в пазу на 360° (*а*) и 540° (*б*)

$B_п$ — посторонний поток, B_0 — собственный, $B_р$ — радиальный

При анализе поперечного лобового потока рассеяния стало принятым делать допущение, что поток распределяется линейно по высоте стержня [4-9].

Если рассматривать поперечное сечение стержня на каком-либо участке лобовой части, то можно представить себе три случая распределения поперечного потока по высоте стержня.

В первом случае поток будем предполагать неизменным по высоте. Такой поток будем называть внешним (рис. 4-31, *а*) или посторонним. Он может возбуждаться от н. с. других стержней и контуров.

Во втором случае будем иметь в виду поток, который линейно изменяется по высоте стержня и, проходя по его середине, меняет свой знак. Этот поток можно представить себе как поток, создаваемый током данного проводника, и условно считать собственным потоком.

Третий случай является более общим. Суммарный поток получается наложением двух предыдущих.

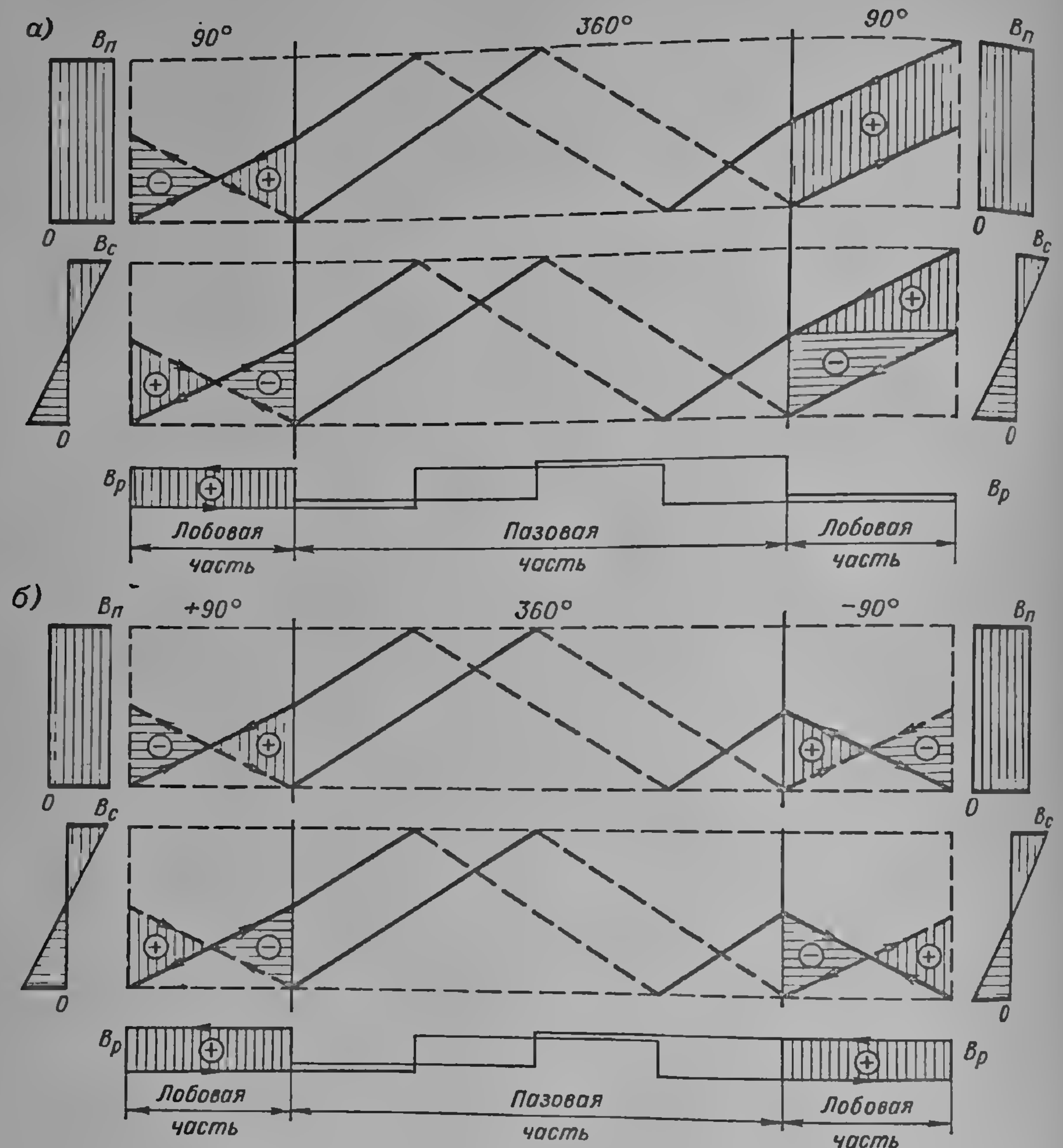


Рис. 4-33. Условия компенсации циркуляционных э. д. с. в лобовой части обмотки при транспозиции в пазу на 360°, а в лобовых частях на 90° (*а*) и на ±90° (*б*)

В действительности на различных участках по длине лобовой части могут встречаться различные случаи распределения потока по высоте, которые выделением постоянной и переменной составляющих всегда можно представить как результат наложения собственного и постороннего потоков. Последний является результатом действия многих н. с. в лобовой части обмотки и присутствия магнитных масс, поэтому он может существенно меняться по длине лобовой части.

Суммарный циркуляционный ток, полученный наложением двух токов, показан на рис. 4-31, *в*.

Потери также могут быть вычислены по отдельным составляющим плотностей циркуляционных токов: постороннего $j_п$ и собственного j_c.

Потери от суммарного циркуляционного тока

$$Q = 2{,}44G_{\text{Cu}} \int_0^h (j_\text{п} + j_\text{c})^2 \, dh = 2{,}44G_{\text{Cu}} \left(\int_0^h j_\text{п}^2 \, dh + \int_0^h j_\text{c}^2 \, dh \right),$$

поскольку

$$\int_0^h j_\text{п} j_\text{c} \, dh = 0.$$

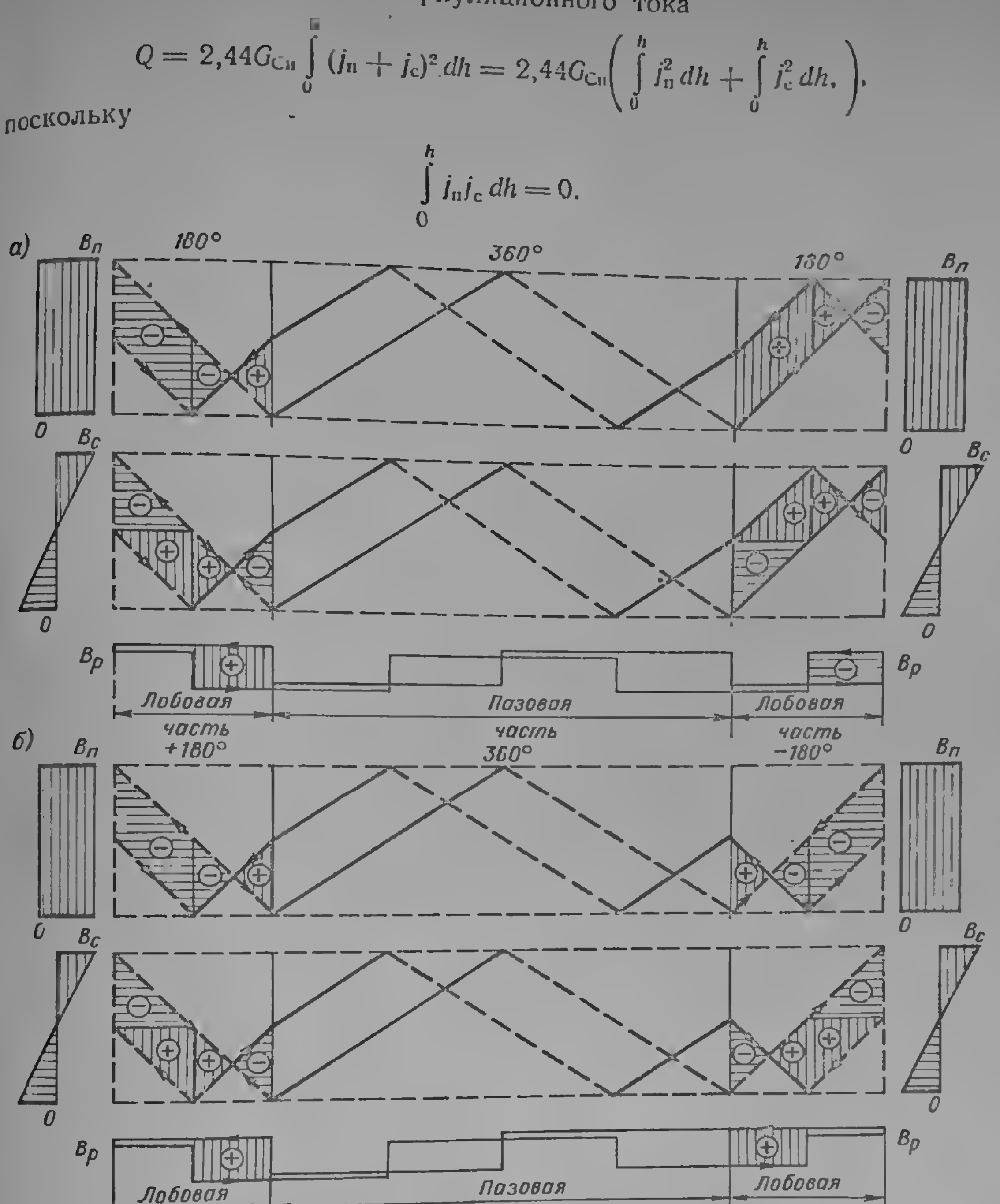


Рис. 4-34. Условия компенсации циркуляционных э. д. с. в лобовой части обмотки при транспозиции в пазу на 360°, а в лобовых частях на 180° (*а*) и на ±180° (*б*)

Разделение возбуждающих потоков на посторонние и собственные может быть непосредственно использовано для рассмотрения механизма компенсации циркуляционных токов лобовых частей обмотки статора.

Компенсация циркуляционных э. д. с. в лобовых частях одного стержня может быть осуществлена либо в пределах одной лобовой части, либо в обеих лобовых частях стержня одновременно. Компенсация в пределах одной лобовой части может быть осуществлена с помощью транспозиции в этой части стержня. Компенсация за счет уравновешивания с обеих сторон пазовой части может быть осуществлена за счет перекрутки проводников в пазовой части.

Из рис. 4-32, *а* следует, что транспозиция только в пазу стержневой обмотки на 360° не приводит к компенсации постороннего и собственного поперечных полей, а также радиальных полей в лобовой части обмотки и, следовательно, такая обмотка не ослабляет циркуляционных потерь в лобовой части обмотки.

Транспозиция только в пазу на 540°, как это следует из рис. 4-32, *б*, приводит к полной компенсации посторонних и радиальных полей в лобовой части обмотки. Компенсации собственных потоков в лобовой части при этом не происходит.

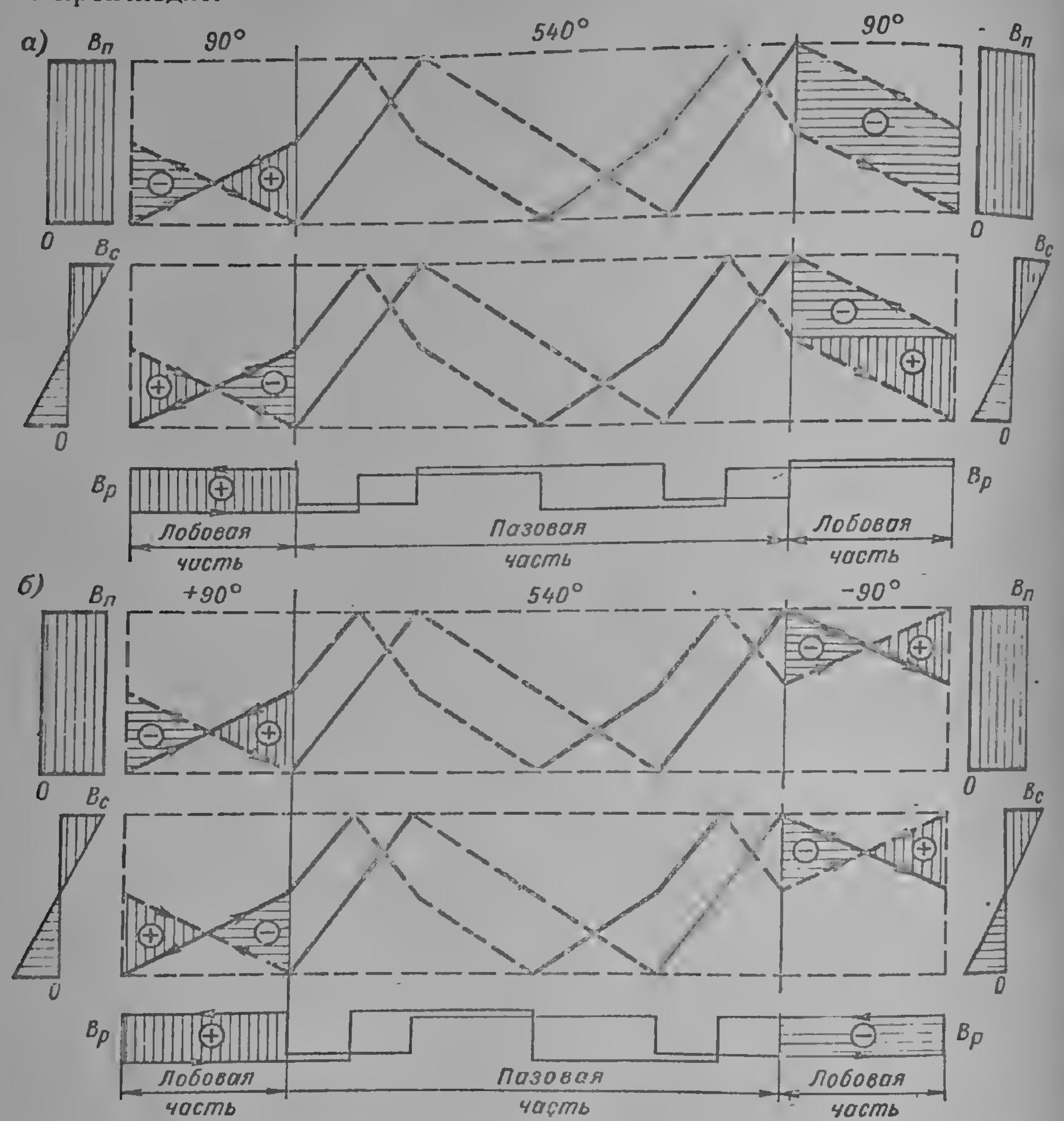


Рис. 4-35. Условия компенсации циркуляционных э. д. с. в лобовой части обмотки при транспозиции в пазу на 540°, а в лобовых частях на 90° (*а*) и на ±90° (*б*)

Поскольку транспозиция в пазу на 540° позволила устранить циркуляционные потери, связанные с двумя сильно выраженными потоками рассеяния в лобовой части, эта транспозиция наряду с транспозицией в пазу на 360° нашла широкое применение в мощных турбогенераторах.

Посторонний поток имеет довольно сложное распределение по длине лобовой части, поэтому полная его компенсация в пределах одной лобовой части с равномерным шагом транспозиции в ней невозможна.

Полная компенсация от постороннего потока может быть осуществлена только уравновешиванием посторонних полей с обеих сторон пазовой части.

Таким мероприятием является поворот проводников в пазовой части за счет транспозиции в ней на 180° и 540°. В этом случае э. д. с. в левой и правой лобовых частях будут взаимно компенсироваться независимо от характера распределения постороннего потока по длине лобовой части, если только это распределение в обеих лобовых частях будет одинаковым, что практически в какой-то мере имеет место.

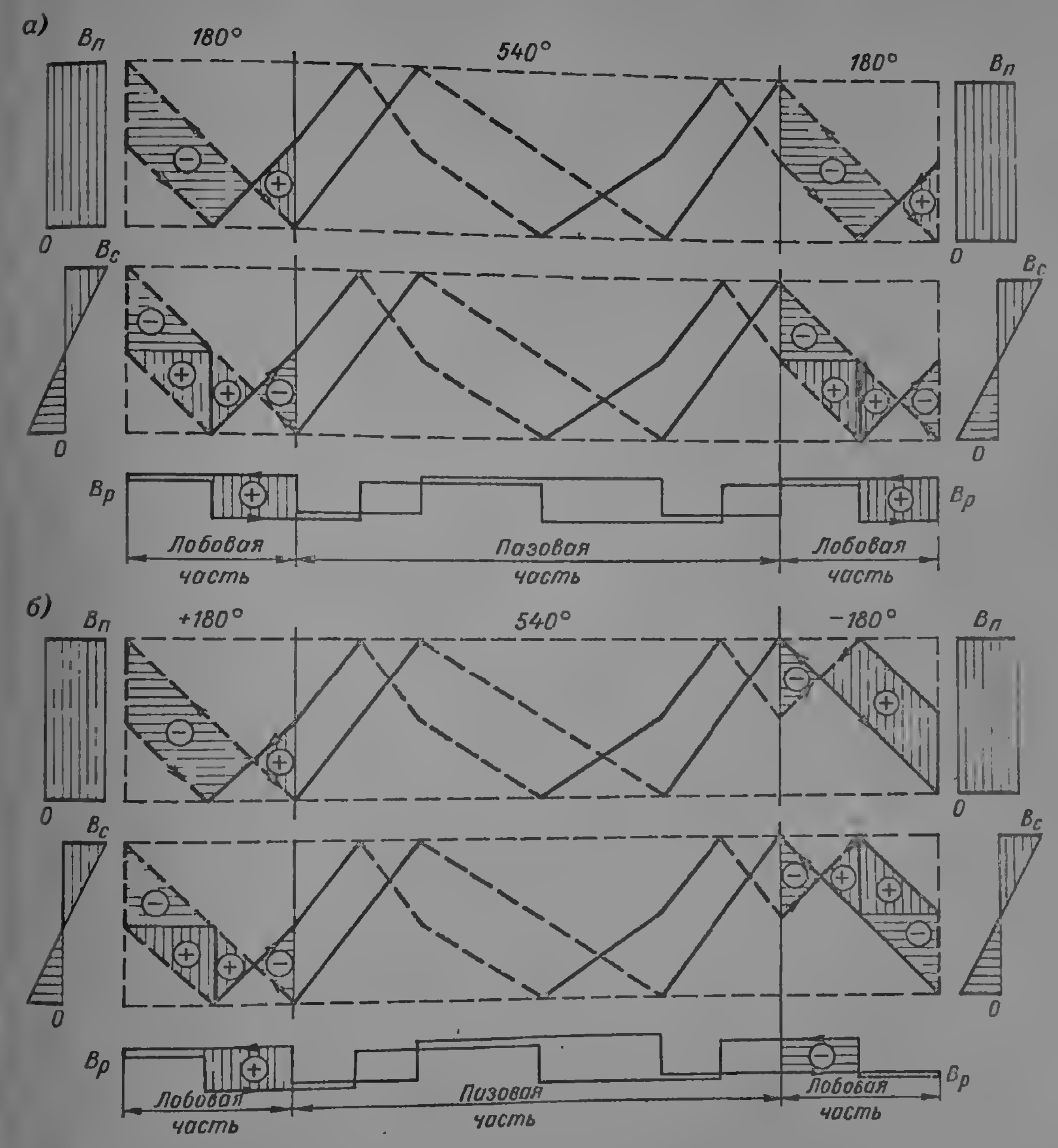


Рис. 4-36. Условия компенсации циркуляционных э. д. с. в лобовой части обмотки при транспозиции в пазу на 540°, а в лобовых частях на 180° (*а*) и на ±180° (*б*)

Нетрудно видеть, что собственные потоки в лобовых частях при транспозиции на 540° складываются. Э. д. с. от собственных полей в лобовой части могут быть скомпенсированы за счет дополнительной транспозиции в лобовых частях стержней.

В лобовых частях стержневых обмоток может применяться транспозиция элементарных проводников на 90° (четверть поворота), 180° (полповорота) и т. д. По технологическим и производственным причинам обычно стремятся выполнять при прочих равных условиях транспозицию с бо́льшим шагом.

На рис. 4-33, *а* показана дополнительная транспозиция в лобовых частях на 90° при 360-градусной транспозиции в пазу. Нетрудно видеть, что

5 Заказ 879

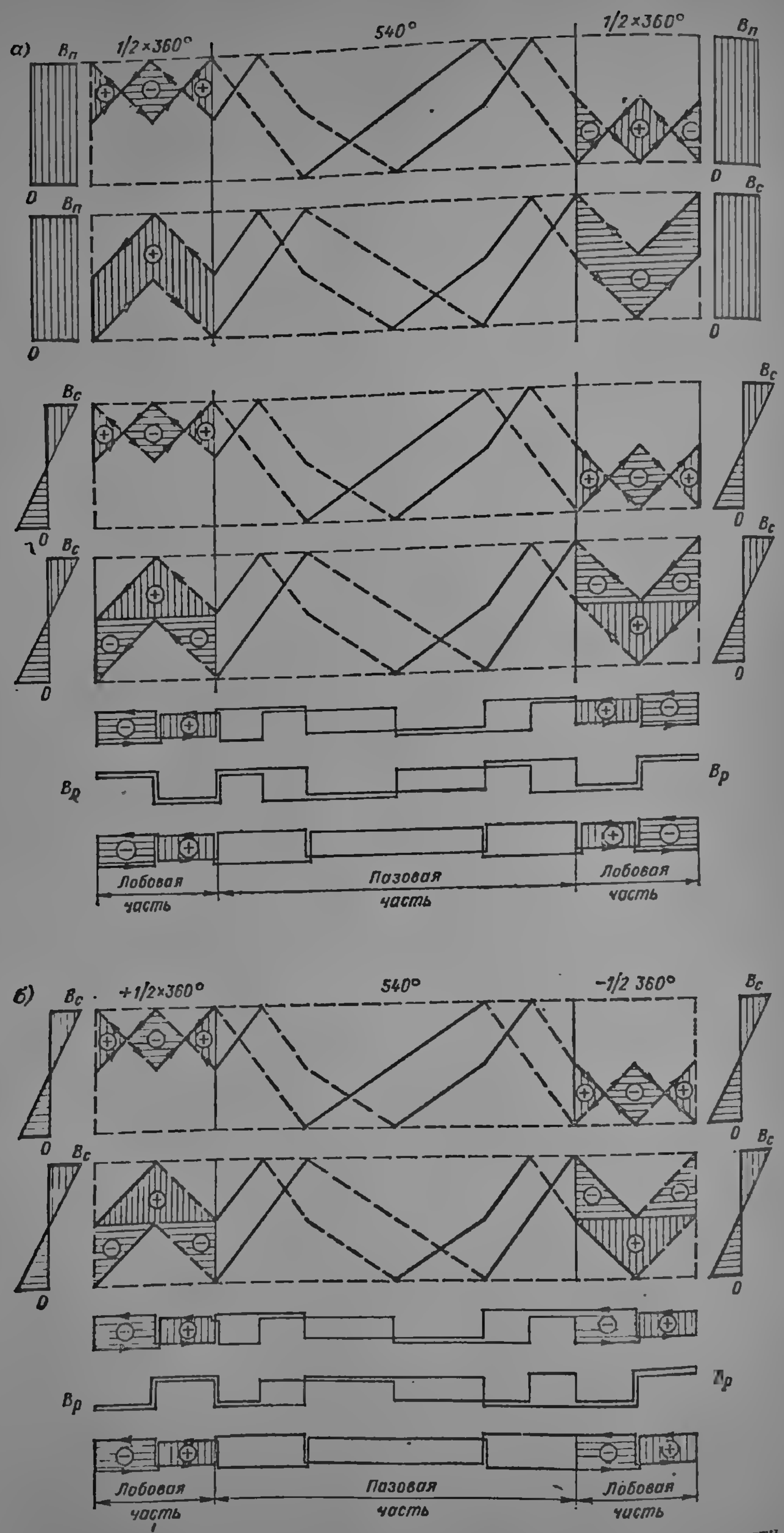


Рис. 4-37. Условия компенсации циркуляционных э. д. с. в лобовой части обмотки при транспозиции в пазу на 540° и двухпоточной транспозиции на 360° (*а*) и ±360° (*б*)

компенсация собственного поля (B_c) осуществляется полностью, но потоки посторонний ($B_п$) и радиальный (B_p) компенсируются лишь частично.

Если при «360° в пазу» в левой лобовой части осуществить поворот на 90°, а в правой на —90° (рис. 4-33, *б*), то будет достигнута полная компенсация собственных потоков (как и в предыдущем случае), а также постоянной составляющей по длине лобовой части постороннего потока ($B_п$), поскольку компенсация постороннего потока осуществляется за счет транспозиции в каждой лобовой части отдельно.

Транспозиция по рис. 4-33, *а* и *б* хотя и не дает полной компенсации, однако частично ее осуществляет и в то же время технологически является наиболее простой, особенно для обмоток с относительно высоким и не очень длинным стержнем, так как она имеет наименьший шаг транспозиции в пазовой и лобовой частях.

На рис. 4-34, *а* показана дополнительная транспозиция в лобовых частях, на 180° при 360° в пазу. Здесь имеется полная компенсация постоянных составляющих постороннего и радиального потоков. Такая компенсация циркуляционных э. д. с. весьма эффективна и находит применение в стержневых обмотках.

Обмотка на рис. 4-34, *б* имеет в правой лобовой части поворот на —180°. Такая транспозиция существенно хуже с точки зрения компенсации посторонних и радиальных потоков по сравнению с предыдущей при одинаковом технологическом выполнении.

При транспозиции в пазу на 540° дополнительная транспозиция в лобовых частях на 90 и 180°, как нетрудно видеть из рис. 4-35, *а* и 4-36, *а*, приводит к расстройству компенсации посторонних и радиальных потоков при полной компенсации собственных потоков. Понятно, что применение таких транспозиций нежелательно, так как 540-градусная транспозиция в пазу используется неполностью.

Если при 540-градусной транспозиции в пазу применить дополнительную транспозицию в лобовых частях на ±90°, то компенсация от всех потоков будет неполной, но достаточно высокой (рис. 4-35, *б*); при ±180° (рис. 4-36, *б*) будет достигнута полная компенсация от всех потоков рассеяния в лобовых частях.

Столь же высокого результата можно добиться с помощью применения так называемой двухпоточной транспозиции в лобовых частях на 360° или ±360° при 540° в пазу (рис. 4-37, *а* и *б*). Здесь лобовые части разбиваются по высоте на два потока [4-15], и в пределах каждого потока осуществляется транспозиция на 360°. Нетрудно видеть, что шаг транспозиции при этом сохраняется таким же, как и для 180-градусной транспозиции.

Чем в действительности закон изменения собственного потока больше отличается от линейного по высоте стержня и от постоянного по длине лобовой части, тем эффективней двухпоточная транспозиция по сравнению с транспозицией на ±90° или ±180° при «540° в пазу».

Иногда добиваются компенсирования циркуляционных э. д. с. за счет междукатушечной транспозиции. В этом случае стержень разбивается на ряд изолированных групп, которые транспонируются при переходе из одного стержня в другой.

ГЛАВА ПЯТАЯ

РОТОРНЫЕ ОБМОТКИ

5-1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Обмотки роторов машин переменного тока могут быть подразделены на роторные обмотки синхронных машин и роторные обмотки асинхронных машин.

Обмотки роторов синхронных машин по своему назначению и питанию подразделяются на обмотки возбуждения и демпферные, или пусковые, обмотки.

Обмотки роторов асинхронных машин выполняются либо короткозамкнутыми, либо фазными.

Обмотки возбуждения синхронных машин предназначены для создания в машине основного магнитного потока и питаются от источника постоянного тока. Этот источник может быть генератором постоянного тока или другим вращающимся или статическим устройством. В общем случае источник, питающий обмотку возбуждения, называется возбудителем.

Электрическая связь между возбудителем и обмоткой возбуждения осуществляется в большинстве случаев посредством контактных колец, расположенных на роторе и соединенных с обмоткой возбуждения, и щеток, расположенных на неподвижной щеточной траверсе и соединенных с возбудителем. Скользящий электрический контакт между контактными кольцами и щетками может быть исключен из конструкции в случае применения так называемого бесщеточного возбуждения.

Идея последнего состоит в том, чтобы с валом ротора синхронной машины непосредственно сочленить обращенный синхронный генератор (возбудитель), причем полупроводниковые выпрямители в цепи якоря обращенного синхронного возбудителя располагаются также на валу ротора. Вращающиеся выпрямители позволяют соединить электрически обмотку возбуждения с обращенным синхронным возбудителем без скользящего контакта.

Такая система возбуждения находит применение для турбогенераторов большой мощности. Обычно же синхронные машины имеют два контактных кольца на роторе для подсоединения к системе питания.

У маленьких синхронных машин иногда применяются полюсы из постоянных магнитов. Однако из-за малой мощности таких магнитов и невозможности регулирования и поддержания напряжения на зажимах машины применение полюсов из постоянных магнитов ограничивается узким кругом специальных синхронных машин.

У большинства синхронных машин на роторе располагается также демпферная клетка. Для синхронных двигателей и синхронных компенсаторов эта обмотка может играть роль пусковой при асинхронном пуске указанных машин.

Демпферные обмотки образуются специальными стержнями и короткозамыкающими сегментами из проводящих материалов. В неявнополюсных машинах роль демпферной обмотки играют также конструктивные элементы ротора: зубцы, клинья, бандажные кольца.

5-2. ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Обмотки возбуждения синхронных машин выполняются из меди специального профиля или стандартных изолированных проводников для машин малых мощностей.

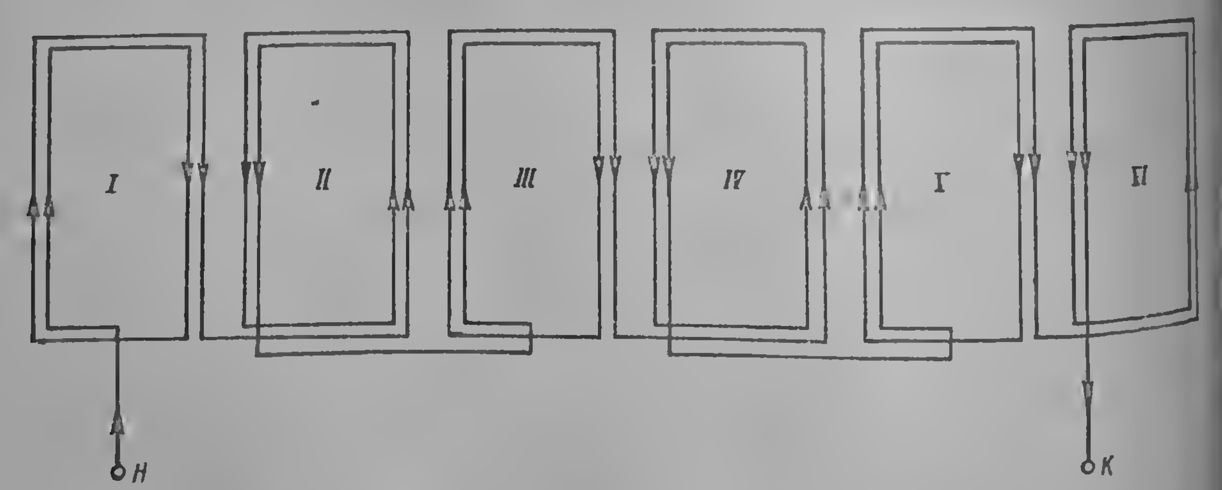


Рис. 5-1. Схема обмотки возбуждения синхронной явнополюсной машины

I — VI — полюсы машины

Явнополюсные синхронные машины обеспечивают необходимую форму потока в зазоре за счет неравномерного воздушного зазора, обеспечиваемого формой полюсного наконечника. В связи с этим обмотки синхронных явнополюсных машин выполняются сосредоточенными. Схема такой обмотки показана на рис. 5-1. Обычно катушки, расположенные рядом, имеют противо-

положную намотку. Это позволяет соединять рядом расположенные катушки (I—VI) верхними или нижними витками.

Для неявнополюсных машин характерным является постоянный по ширине воздушный зазор. В этом случае удовлетворительная форма поля в зазоре достигается за счет применения распределенной обмотки. В таких

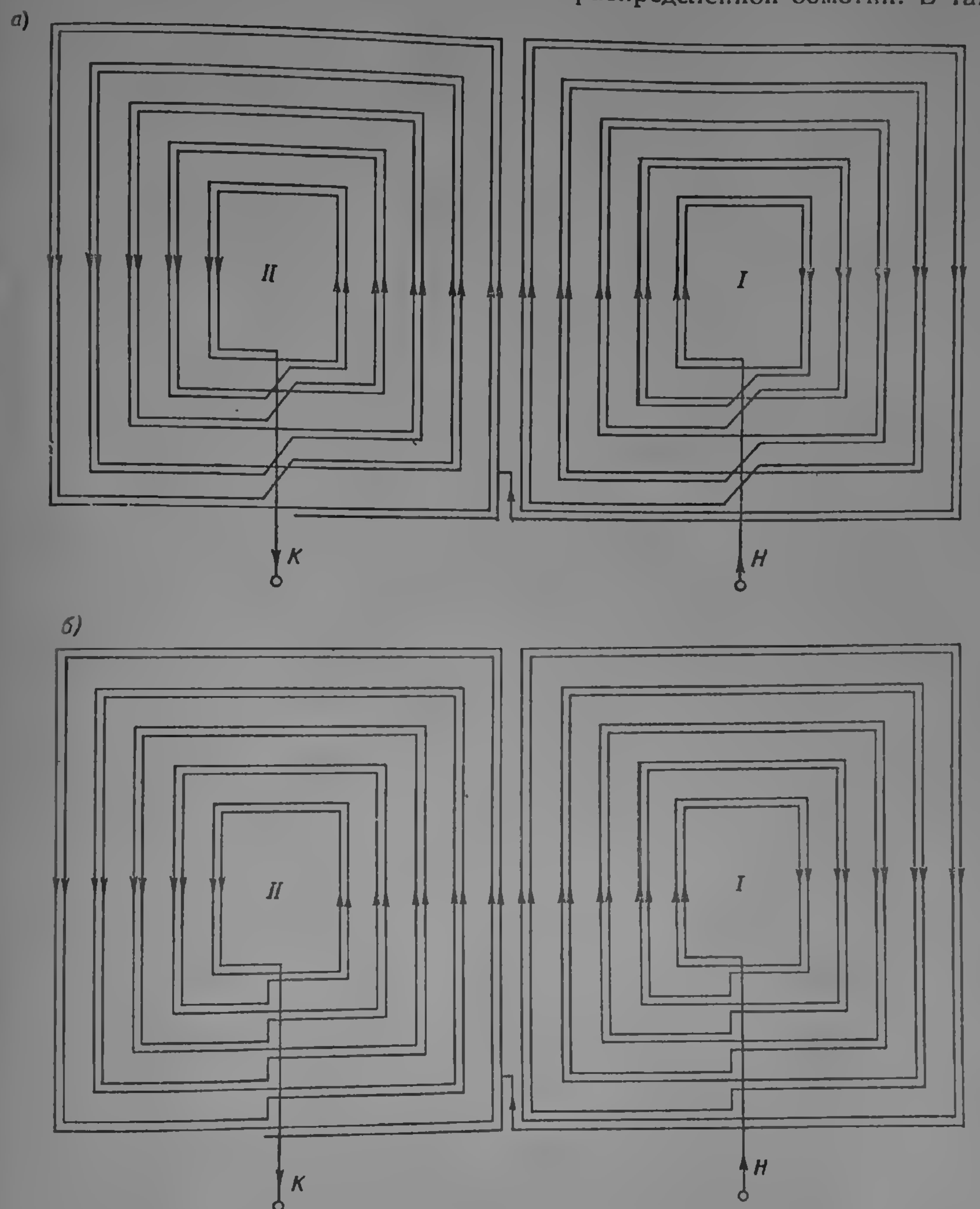


Рис. 5-2. Схема обмотки возбуждения неявнополюсной синхронной машины (I, II — полюсы машины): *а* — катушки с одинаковой намоткой; *б* — смежные катушки с противоположной намоткой

машинах обмотка возбуждения располагается в радиальных пазах, распределенных по наружной поверхности бочки ротора. Обмотанные пазы обычно занимают от $^2/_3$ до $^3/_4$ наружной поверхности бочки ротора.

Необмотанная часть образует так называемый большой зубец, ось которого является осью магнитной системы ротора. В большинстве случаев схема обмотки возбуждения турбогенератора выполняется концентрической. Варианты таких схем показаны на рис. 5-2. Малые катушки, располож...

возле большого зуба, имеют наименьший вылет лобовых частей. Обычно к ним подсоединяются шины токоподвода. Соединения между катушками одного полюса могут выполняться с помощью перемычек, которые соединяют верхний виток одной катушки с нижним витком следующей (рис. 5-2, *а*). При таком соединении катушек все они должны иметь намотку в одном направлении.

На схеме рис. 5-2, *б* показано соединение между катушками одного полюса, которое обеспечивает выполнение перемычек по верхним или по нижним виткам. В этом случае четные катушки должны иметь намотку в одном направлении, а нечетные — в противоположном. Концентрическое выполнение обмоток обеспечивает простоту конструкции и достаточно хорошее распределение н. с. в зазоре. Последнее обстоятельство может быть обеспечено за счет неполностью обмотанной поверхности ротора.

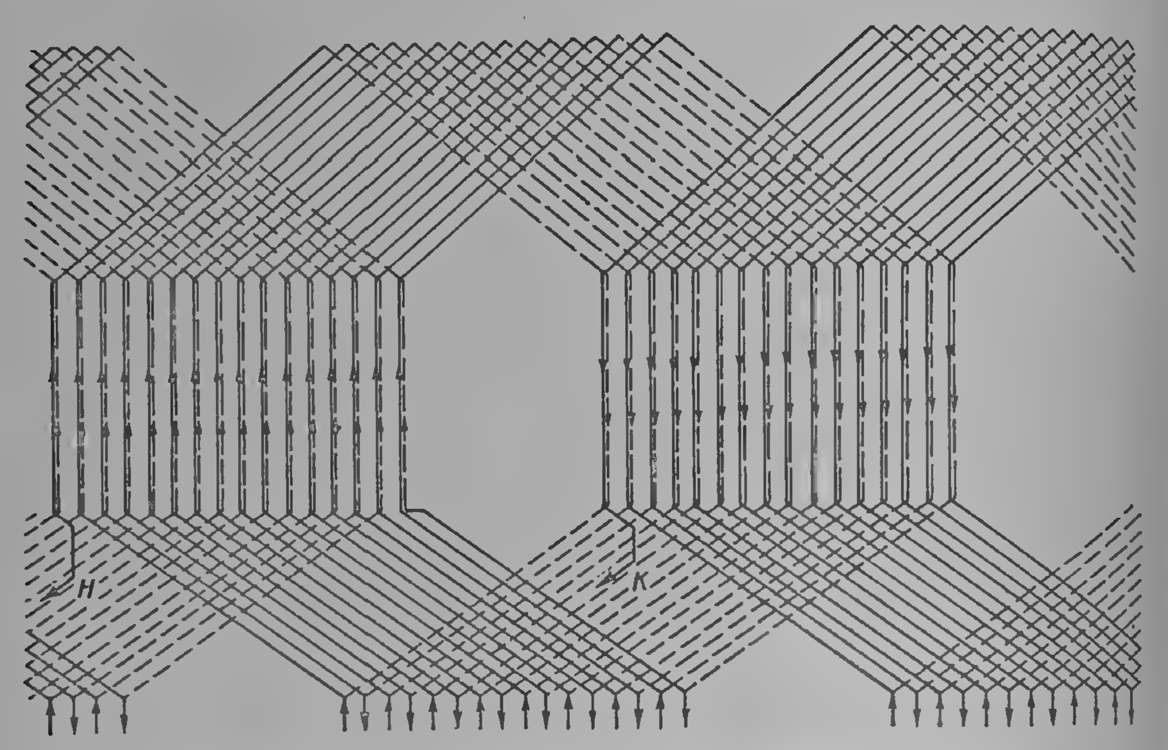


Рис. 5-3. Петлевая схема обмотки возбуждения турбогенератора с непосредственным водяным охлаждением (подача и слив воды с одной стороны)

С электрической точки зрения концентрическая обмотка может рассматриваться как обмотка с диаметральным шагом. В этом случае обмоточный коэффициент определяется как коэффициент распределения $k_{об2}$. Расчет коэффициента распределения для обмотки с диаметральным шагом представлен в гл. 7. Там же показано, что, применяя пазы различной глубины, можно достичь улучшенного распределения н. с. и потока в воздушном зазоре. Укорочение пазов малых катушек с успехом применяется для мощных турбогенераторов.

Концентрические обмотки применяются для неявнополюсных машин с воздушным и водородным охлаждением. Турбогенераторы с непосредственным водяным охлаждением малой и средней мощности также имеют концентрическую схему обмотки. Однако при создании турбогенераторов больших мощностей с непосредственным водяным охлаждением обмоток возбуждения возникают большие технические трудности с подачей и отводом воды к отдельным виткам концентрической обмотки. Дело в том, что доступ к лобовым частям витков малых катушек оказывается затрудненным, поэтому такие схемы применяются при катушечном или многокатушечном охлаждении обмотки.

С целью обеспечения одинакового доступа ко всем виткам обмотки в последнее время многие фирмы стали применять специальные схемы обмоток возбуждения, которые напоминают схемы статорных обмоток или якорных обмоток машин постоянного тока. Завод «Электросила», в частности, применяет схему роторной обмотки, повторяющую схему петлевой статорной обмотки. Такая схема показана на рис. 5-3. В этом случае головки всех лобовых частей находятся в одинаковом положении и являются легко доступными для подачи и отвода воды. В пазу обычно располагается четыре стержня. Таким образом, схема образуется двумя двухслойными обмотками, расположенными друг над другом.

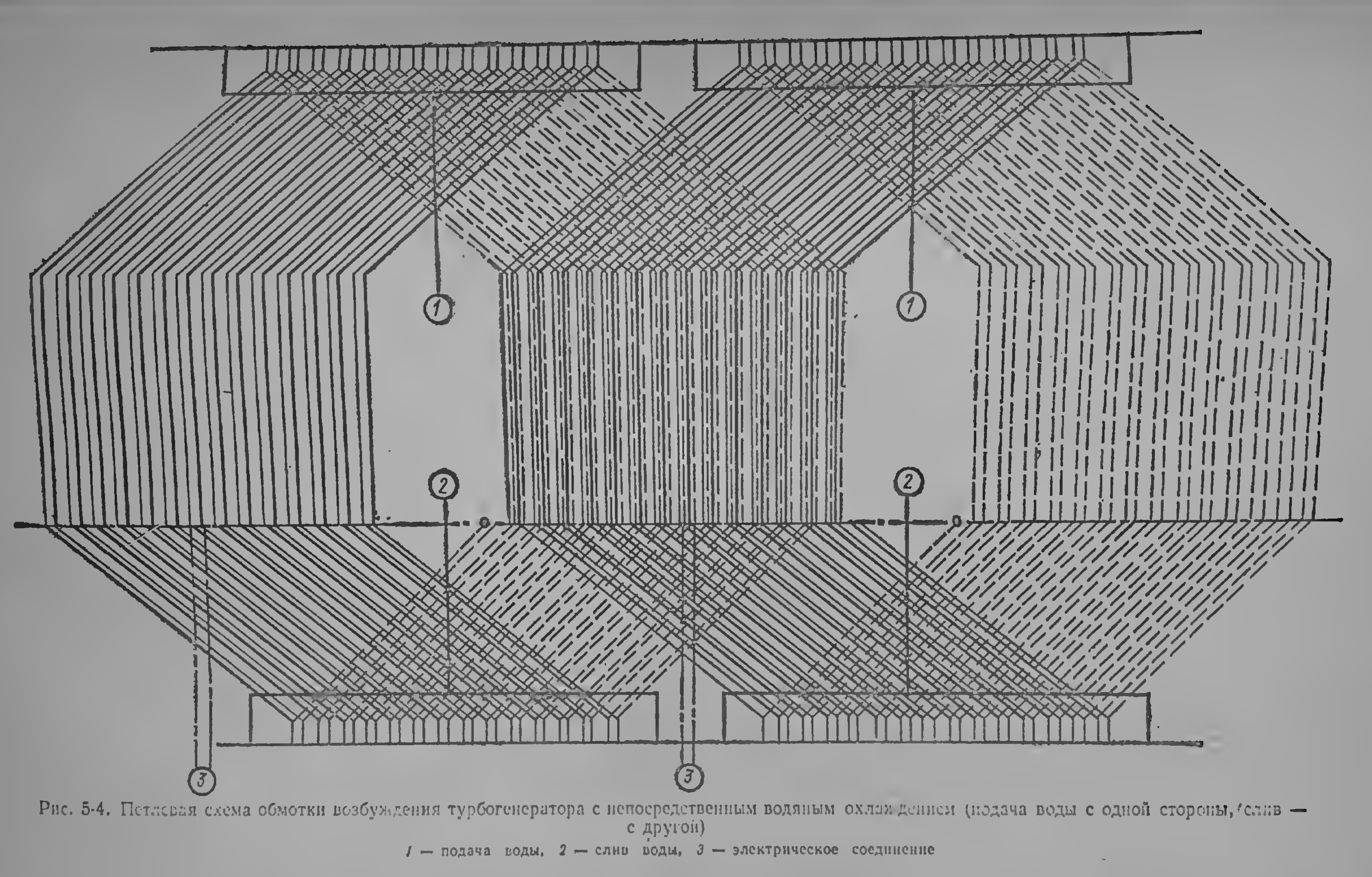


Рис. 5-4. Петлевая схема обмотки возбуждения турбогенератора с непосредственным водяным охлаждением (подача воды с одной стороны, слив — с другой)

1 — подача воды, *2* — слив воды, *3* — электрическое соединение

Вода подается в каждую головку, причем подача и слив могут быть организованы как на одной, так и на разных сторонах по длине ротора. Модификация схемы с петлевой обмоткой применяется также фирмой «Парсонс». Схема обмотки этой фирмы показана на рис. 5-4.

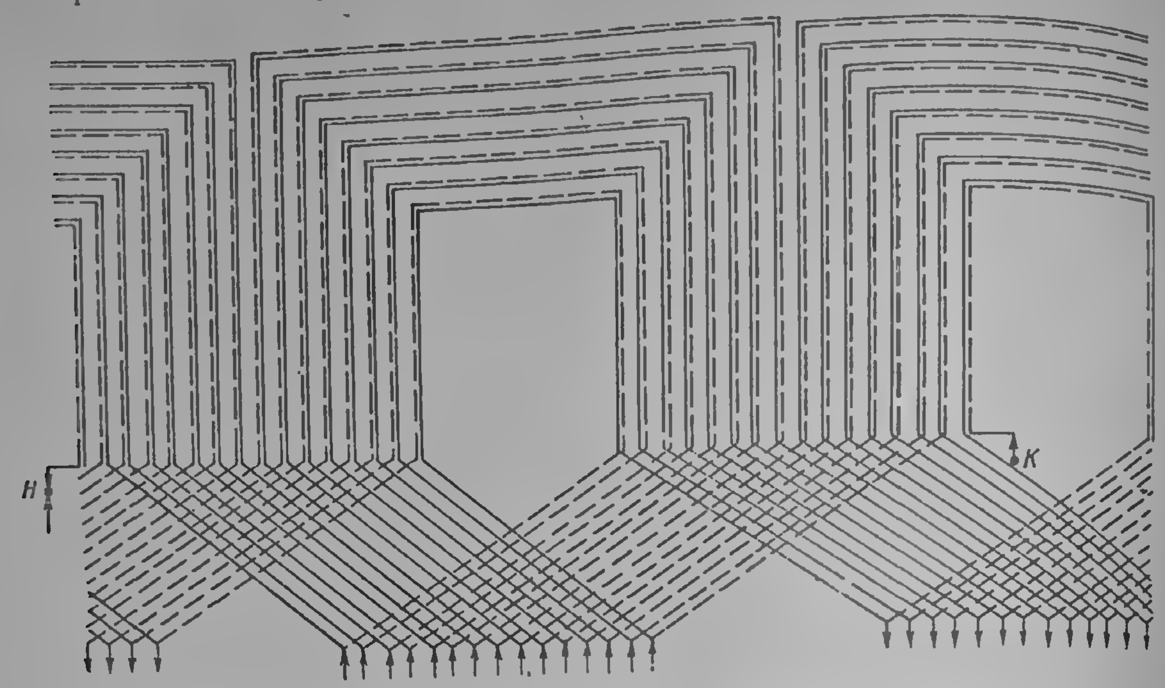


Рис. 5-5. Смешанная схема обмотки возбуждения турбогенератора с непосредственным водяным охлаждением (концентрически-петлевая обмотка)

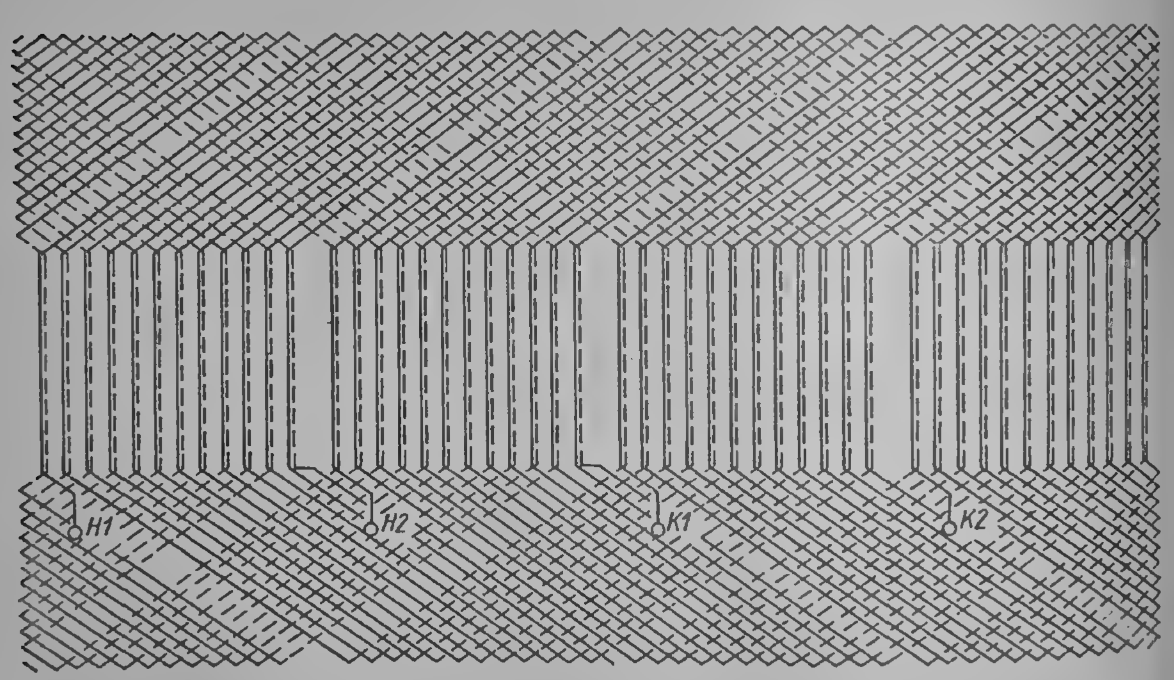


Рис. 5-6. Схема обмотки двухполюсного турбогенератора с продольно-поперечным возбуждением

Фирма ВВС разработала схему, которая сочетает в себе элементы петлевой и концентрической обмотки (рис. 5-5). Подача и слив воды производится на одной стороне ротора. При этом головки, в которые подается вода, и головки, из которых вода сливается, концентрируются на отдельных участках по окружности ротора.

Все рассмотренные обмотки относятся к обмоткам с продольным полем возбуждения. Последнее время для машин специального исполнения появляется интерес к так называемым обмоткам с продольно-поперечным возбуждением. Принцип такого возбуждения показан на рис. 5-7. Ротор двухполюсного турбогенератора имеет две независимые обмотки I и II, магнитные оси которых расположены взаимно перпендикулярно. Каждая обмотка подсое-

диняется к своему источнику тока. В зависимости от величины и направления тока в обмотках результирующий поток может принимать произвольную величину и направление. Схема обмотки может быть выполнена в виде двух петлевых обмоток, сдвинутых друг относительно друга на 90°. Такая схема представлена на рис. 5-6.

В нагрузочном генераторе мощностью 300 *Мвт* используется продольно-поперечная схема для имитации нагрузки на испытуемом генераторе. При этом роторы нагрузочной машины и испытуемого генератора соединяются механически с помощью полумуфт, а необходимый сдвиг между э. д. с. нагрузочной машины и испытуемого генератора создается за счет вращения результирующего поля нагрузочной машины. Охлаждение обмотки нагрузочной машины производится непосредственно водой.

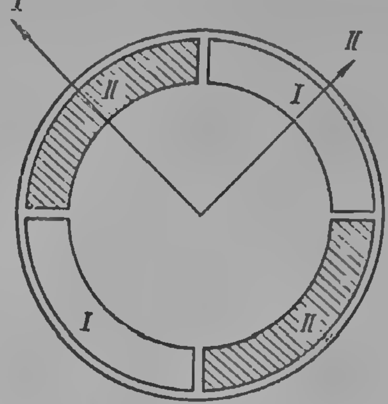


Рис. 5-7. Принцип действия продольно-поперечного возбуждения

5-3. ОБМОТКИ АСИНХРОННЫХ МАШИН

Обмотки роторов асинхронных машин, как уже отмечалось, выполняются либо короткозамкнутыми, либо фазными с контактными кольцами.

Короткозамкнутые обмотки конструктивно являются очень несложными и весьма надежными и простыми в эксплуатации. Поэтому большинство асинхронных двигателей выполняется с короткозамкнутыми роторными обмотками.

Применение фазной роторной обмотки с кольцами всегда обусловливается тяжелыми условиями пуска приводимого механизма или необходимостью регулировать скорость вращения. Выполнение фазных обмоток существенно сложнее, чем короткозамкнутых, и, кроме того, конструкция и обслуживание усложняются наличием контактных колец, угольных щеток и пусковых сопротивлений, включаемых в цепь ротора во время пуска.

Короткозамкнутые роторные обмотки могут выполняться в виде беличьей клетки или в виде короткозамкнутой фазной обмотки. Обмотки в виде беличьей клетки как более простые и дешевые получили наибольшее распространение.

Обмотка в виде клетки может быть выполнена при любом числе полюсов и поэтому применяется, в частности, при переключении полюсов обмотки статора. Беличья клетка обладает достаточной конструктивной простотой и малым расходом меди, так как лобовые части такой обмотки относительно коротки. Для машин малой мощности беличья клетка может выполняться литой из алюминия.

Для системы, состоящей из p пар полюсов и z_2 пазов, короткозамкнутая клетка может рассматриваться как многофазная обмотка с одним пазом на полюс и фазу и числом фаз $m_2 = z_2/p$.

Как известно, многофазная обмотка с числом пазов на полюс и фазу $q_2 = 1$ содержит в н. с. реакции, кроме основной гармонической с числом пар полюсов p, только зубцовые гармонические порядка

$$\mu_{z2} = 1 \pm k\frac{z_2}{p}, \quad k = 1, 2, 3, \ldots, \tag{5-1}$$

следовательно, н. с. реакции короткозамкнутой клетки будет иметь вид

$$F_\mu = \frac{1}{1 \pm k\frac{z_2}{p}} \cdot \frac{z_2}{2p} I_2 \sqrt{2} \sin\left[\left(1 \pm k\frac{z_2}{p}\right)\theta_2 \pm \omega_2 t\right], \tag{5-2}$$

где $k = 0, 1, 2, 3, \ldots$; $\omega_2 = \omega s$ — круговая частота тока I_2 относительно ротора; θ_2 — текущая угловая координата относительно ротора; I_2 — ток в стержне ротора z_2/p-фазной системы; t — время; $s = (\omega - \omega_R)/\omega$ — скольжение.

Если ротор вращается относительно статора с угловой скоростью ω_R, то применительно к неподвижному статору формулу (5-2) можно записать так:

$$F_\mu = \frac{1}{1 + k\frac{z_2}{p}} \cdot \frac{z_2}{2p} I_2 \sqrt{2} \sin\left[\left(1 \pm k\frac{z_2}{p}\right)(\theta - \omega_R t) \pm \omega_2 t\right]. \quad (5\text{-}3)$$

Здесь через θ обозначена текущая угловая координата относительно неподвижного статора.

В короткозамкнутой клетке будет индуктироваться не только z_2/p-фазный ток, обусловленный основной гармонической н. с. статора, но и токи, возбужденные высшими гармоническими в ней. Синусоидальный ток статорной обмотки создает в воздушном зазоре кривую н. с., которая, как известно, может быть представлена гармоническим рядом вида:

$$F_1 = \sum_{\nu=1}^{\infty} F_\nu \sin(\theta t \pm \omega t). \quad (5\text{-}4)$$

При этом угловая скорость ν-й гармонической н. с. относительно статора будет $\omega_\nu = \pm\omega/\nu$, относительно ротора эта гармоническая будет вращаться со скоростью $\omega_{\nu\mu} = \mp\frac{\omega}{\nu} - \omega_R$.

Круговая частота тока, индуктированного в обмотке ротора ν-й гармонической н. с. статора, $\omega_\mu = \pm\omega - \omega_R\nu$. Этот ток, протекая по обмотке ротора, создаст н. с. роторной обмотки, которая в свою очередь может быть представлена гармоническим рядом относительно неподвижного статора:

$$F_2 = \sum_{\mu=1}^{\infty} F_\mu \sin[\mu(\theta - \omega_R t) \pm (\mp\omega - \omega_R\nu) t - \varphi_\mu], \quad (5\text{-}5)$$

где μ — порядок гармонической н. с. роторной обмотки, φ_μ — угол сдвига между гармоническими н. с. статора и ротора одного порядка.

Все гармонические н. с. статора вызовут суммарную н. с. ротора

$$F_2 = \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{\mu=1}^{\infty} F_\mu \sin[\mu(\theta - \omega_R t) \pm (\mp\omega - \omega_R\nu) t - \varphi_\mu]. \quad (5\text{-}6)$$

Таким образом, спектр гармонических в кривой н. с. ротора будет определяться в первую очередь содержанием гармонических в н. с. статора и обмоточными характеристиками самой роторной обмотки.

Для того чтобы содержание гармонических в кривой н. с. статорной обмотки было достаточно благоприятным, такие обмотки выполняются обычно с целым q_1 или с дробным, вида $q_1 = b + \frac{1}{2}$.

Асинхронные машины выполняются с относительно узким воздушным зазором, поэтому в кривой н. с., помимо основной гармонической, наиболее сильно выражены зубцовые гармонические, т. е. гармонические порядка $\nu_{zi} = 1 \pm kz_2/p$, $k = 1, 2, 3, \ldots$

Первая зубцовая гармоническая ($k = 1$) имеет большое значение в теории асинхронных машин с короткозамкнутым ротором.

Схема короткозамкнутой обмотки в виде беличьей клетки показана на рис. 5-8.

Короткозамкнутая обмотка может быть выполнена в виде фазной обмотки. Схема обмотки в этом случае может быть волновой или петлевой. На рис. 5-9 показана двухслойная петлевая восемнадцатифазная короткозамкнутая обмотка с числом пазов $z_2 = 36$ и $p = 2$. По своему конструктивному выполнению фазная короткозамкнутая обмотка является более сложной. Поэтому она применяется относительно редко.

К преимуществам таких обмоток следует отнести отсутствие короткозамкнутых колец, в которых протекают большие токи. Кроме того, с помощью сокращения шага могут быть подавлены нежелательные гармонические н. с.

В фазной короткозамкнутой обмотке число фаз в общем случае будет для двухслойной обмотки $m_2 = z_2/p$, для однослойной обмотки $m_2 = z_2/(2p)$. Поэтому н. с. ротора от тока основной гармонической статора будет определяться той же формулой (5-2) и, следовательно, в их кривой, помимо основной, будут содержаться только зубцовые гармонические. В общем случае

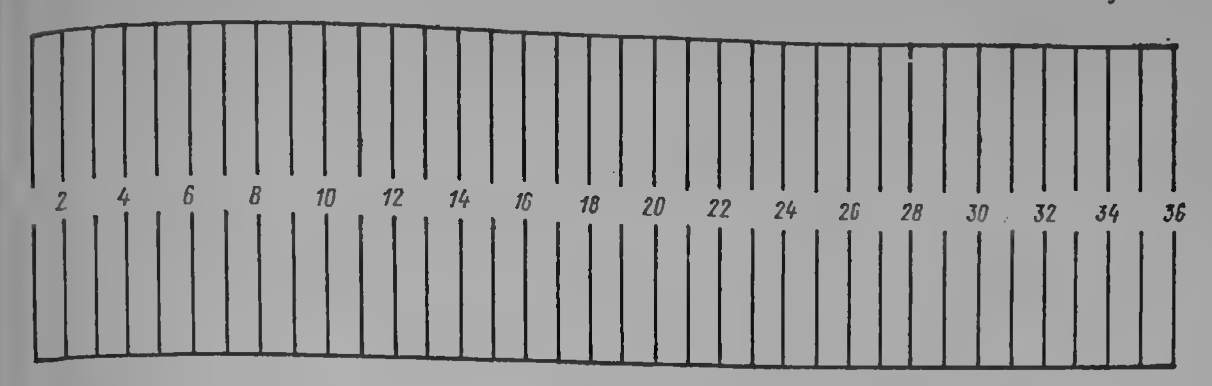


Рис. 5-8. Схема короткозамкнутой беличьей клетки с числом пазов $z_2 = 36$

выражение для н. с. фазной обмотки ротора будет соответствовать формуле (5-6). Количественное содержание гармонических будет определяться электрическими свойствами обмоток, т. е. в первую очередь их обмоточными коэффициентами. В этом отношении короткозамкнутые клетки имеют менее благоприятные характеристики, чем фазные обмотки.

Короткозамкнутые клетки являются достаточно чувствительными к содержанию высших гармонических, и в первую очередь зубцовых гармонических в н. с. обмотки статора. При применении короткозамкнутых клеток

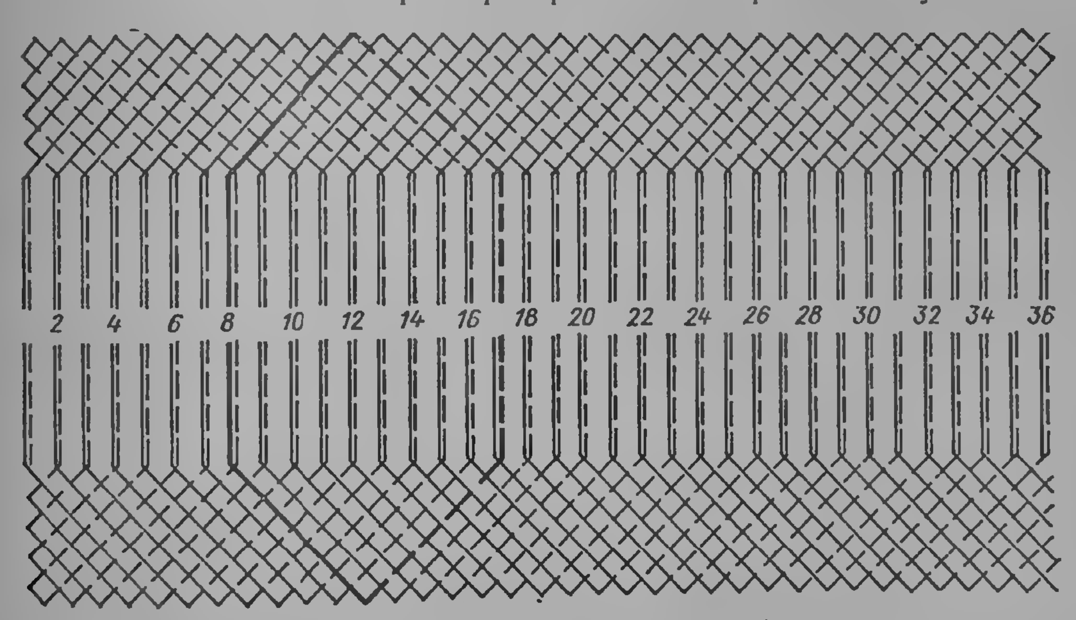


Рис. 5-9. Схема двухслойной петлевой восемнадцатифазной короткозамкнутой обмотки с диаметральным шагом; $z_2 = 36$, $p = 2$

во время пуска могут возникнуть большие пусковые токи и относительно малые пусковые моменты. Для компенсации этого недостатка применяются глубокопазные и двойные обмотки (см. рис. 8-8). Для глубокопазных обмоток большое распространение получили стержни с бутылочным профилем.

Обмотки с двойной клеткой могут выполняться из различного материала, причем верхняя (пусковая) клетка должна в этом случае иметь большее удельное электрическое сопротивление, чем нижняя (рабочая) клетка. Коэффициенты увеличения активного сопротивления для пазов различного профиля приведены на рис. 8-15.

Фазные обмотки с контактными кольцами, предназначенные для машин с тяжелыми пусковыми условиями, принципиально могут иметь любое число фаз независимо от числа фаз статорной обмотки. Однако исходя из практических конструктивных соображений роторные обмотки всегда выполняются трехфазными.

Схемы фазных роторных обмоток с кольцами аналогичны схемам статорных обмоток и выполняются петлевыми или волновыми. Практически предпочитают изготовление обмоток с волновыми схемами, так как при этом уменьшается число межполюсных перемычек, что весьма важно для конструкции вращающихся обмоток.

Одним из основных моментов при проектировании роторных короткозамкнутых клеток является выбор числа пазов ротора z_2. Число пазов короткозамкнутой клетки ротора должно выбираться с учетом того, что при неблагоприятном соотношении между числами пазов статора z_1 и ротора z_2 могут возникнуть неблагоприятные явления при пуске и работе асинхронных двигателей. В частности, при пуске и реверсе могут иметь место дополнительные паразитные синхронные и асинхронные моменты вращения, а в работе — повышенная вибрация и магнитный шум.

Магнитная энергия в узком равномерном воздушном зазоре δ асинхронной машины

$$W = \frac{\delta}{2}\int_0^{2\pi} HB\,d\theta = \frac{\delta}{2\mu_0}\int_0^{2\pi} B^2\,d\theta. \qquad (5\text{-}7)$$

Момент, воздействующий на ротор и статор, определяется формулой:

$$M = \frac{\partial W}{\partial \theta} = \frac{\delta}{\mu_0}\int_0^{2\pi} B\frac{\partial B}{\partial \theta}\,d\theta. \qquad (5\text{-}8)$$

Индукция в воздушном зазоре может быть представлена как результат суммирования н. с. обмотки статора (5-4) и ротора (5-6):

$$B = \frac{\mu_0}{\delta}(F_1 + F_2),$$

после чего формула для момента асинхронной машины примет вид:

$$M = \int_0^{2\pi}\left\{\sum_{\nu=1}^{\infty} F_\nu \sin(\theta\nu \pm \omega t) + \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty} F_\mu \sin[\mu(\theta - \omega_R t) \pm (\mp\omega - \omega_R\nu)t - \varphi_\mu]\right\}\cdot\left\{\sum_{\nu=1}^{\infty} F_\nu \nu\cos(\theta\nu \pm \omega t) + \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty} F_\mu \mu\cos[\mu(\theta - \omega_R t) \pm (\mp\omega - \omega_R\nu)t - \varphi_\mu]\right\}. \qquad (5\text{-}9)$$

Выражение для момента M существенно упрощается, так как

$$\int_0^{2\pi}\sum_{\nu=1}^{\infty}\sin(\theta\nu \pm \omega t)\cdot\sum_{\nu=1}^{\infty}\cos(\theta\nu \pm \omega t)\,d\theta = 0,$$

$$\int_0^{2\pi}\sum_{\nu}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty}\sin[\mu(\theta - \omega_R t) \pm (\mp\omega - \omega_R\nu)t - \varphi_\mu]\cdot\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty}\cos[\mu(\theta - \omega_R t) \pm (\mp\omega - \omega_R\nu)t - \varphi_\mu]\,d\theta = 0$$

и в правой части (5-9) остается интеграл

$$\int_0^{2\pi}\sum_{\nu=1}^{\infty}\sin(\theta\nu \pm \omega t)\cdot\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty}\cos[\mu(\theta - \omega_R t) \pm (\mp\omega_R\nu)t - \varphi_\mu]\,d\theta. \qquad (5\text{-}10)$$

Нетрудно видеть, что последний интеграл всегда будет равен нулю, кроме случая, когда $\mu = \nu$, т. е. момент будет существовать только тогда, когда имеется хотя бы одна роторная гармоническая μ_ν, порядок которой ν. Для этой роторной гармоники μ_ν решение (5-10) имеет вид:

$$\frac{1}{2}\sum_{\nu=1}^{\infty}\cos\left[\pm\omega t + \mu_\nu\omega_R t \mp (\mp\omega - \omega_R\nu)t + \varphi_{\mu\nu}\right].$$

Для всех гармонических порядка μ_ν получим

$$\frac{1}{2}\sum_{\mu_\nu}\sum_{\nu=1}^{\infty}\cos\left[\pm\omega t + \mu_\nu\omega_R t \mp (\mp\omega - \omega_R\nu)t + \varphi_{\mu\nu}\right]. \qquad (5\text{-}11)$$

Если потребовать, чтобы момент и, следовательно, выражение (5-11) не зависели от времени, то следует принять:

$$\pm\omega + \mu_\nu\omega_R \mp (\mp\omega - \omega_R\nu) = 0. \qquad (5\text{-}12)$$

Отсюда могут быть получены два условия возникновения моментов в асинхронной машине:

$$\pm\omega + \mu_\nu\omega_R \mp (\mp\omega - \omega_R\nu) = 0, \quad \text{т. е.} \quad \mu_\nu = \nu \qquad (5\text{-}13)$$

и

$$\left.\begin{aligned} &\mp\omega + \mu_\nu\omega_R - (\mp\omega - \omega_R\nu) = 0, \\ &\mu_\nu \neq \nu, \quad \omega_R = \mp\frac{2\omega}{\mu_\nu + \nu}. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}14)$$

откуда

Первое условие $\mu = \nu$ указывает на то, что момент имеет место при всех значениях скорости ротора ω_R, второе условие $\mu_\nu \neq \nu$ — на то, что момент возникает только при определенных значениях скорости ротора ω_R. Условие $\mu_\nu = \nu$ будет соответствовать тому обстоятельству, что μ_ν-я гармоническая ротора вызвана равной ей ν-й гармонической статора. Взаимодействием их будет обусловлен асинхронный момент асинхронной машины. Условие $\mu_\nu \neq \nu$ будет соответствовать тому обстоятельству, что μ_ν-я гармоническая вызвана статорной гармонической другого порядка. Взаимодействием гармонических равных порядков μ_ν будет в этом случае обусловлен синхронный момент асинхронной машины.

Рис. 5-10. Моментная характеристика асинхронного двигателя: *а* — от основной волны н. с.; *б* — от пятой гармонической н. с.; *в* — от седьмой гармонической н. с.; *г* — результирующая

Таким образом, при наличии высших гармонических в кривой н. с. реакции якоря асинхронной машины в кривой момента могут возникнуть, кроме основного асинхронного момента, асинхронные и синхронные паразитные моменты с различной полюсностью.

Рассмотрим влияние паразитных асинхронных моментов. Если, например, в кривой н. с. статора содержатся 5 и 7-я гармонические, то относительно статора они будут вращаться с угловой скоростью $\omega_5 = -\omega/5$ и $\omega_7 = \omega/7$.

На рис. 5-10, *а* показана зависимость асинхронного момента в диапазонах скольжения от $s = 2$ до $s = 0$ от воздействия основных гармонических н. с. обмоток. Моментные характеристики от воздействия 5 и 7-й гармонических статора показаны на рис. 5-10, *б* и *в*. Присутствие обеих гармониче-

... приводит к снижению суммарного максимального момента. Особенно неблагоприятным является воздействие 7-й гармонической (которая вращается в направлении движения ротора), так как она вызывает провалы в моментной характеристике двигателя.

Наиболее опасными являются зубцовые гармонические статора вида

$$\nu_{z1} = z_1/p + 1, \tag{5-15}$$

образующие в пространстве воздушного зазора систему из $\nu_{z1}p$ пар полюсов. Для этих гармонических н. с. короткозамкнутый ротор в виде клетки будет представлять собой обмотку с числом стержней на два полюса

$$\frac{z_2}{\nu_{z1}p} = \frac{z_2}{z_1 + p}, \tag{5-16}$$

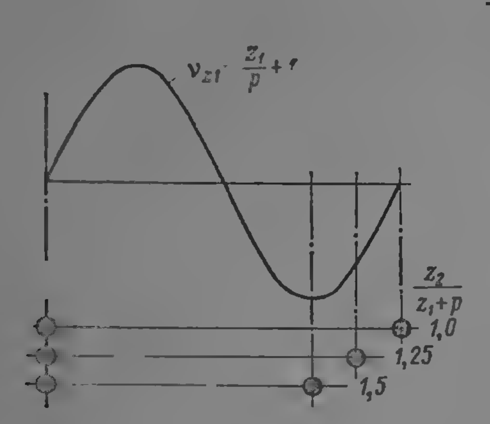


Рис. 5-11. Положение короткозамкнутых витков ротора при различных $\frac{z_2}{z_2 + p}$ по отношению к волне н. с. зубцовой гармонической статора

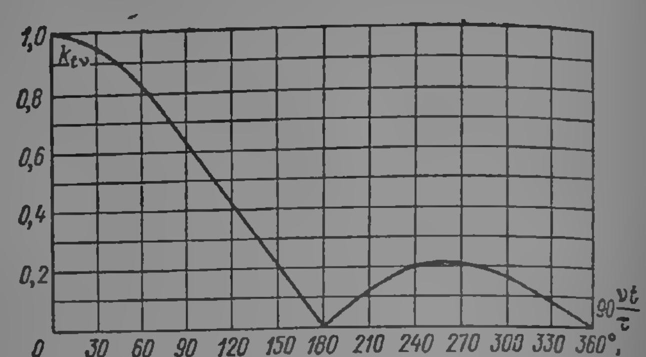


Рис. 5-12. Зависимость коэффициента скоса пазов $k_{t\nu}$ от $90\frac{\nu t}{\tau}$

Для того чтобы обмоточный коэффициент роторной обмотки по отношению к н. с. ν_{z1}-й гармонической был достаточно мал, отношение справа в (5-16) должно быть по возможности малым.

На рис. 5-11 показано положение пазов ротора по отношению к ν_{z1}-й гармонической статора (5-15) при некоторых значениях $\frac{z_2}{z_1 + p}$. При $\frac{z_2}{z_1 + p} = 1$ будет нулевая магнитная связь между гармонической статора (5-15) и роторной обмоткой, следовательно, асинхронного момента, обусловленного этой гармонической, не будет. Более строгий анализ (5-1) показывает, что в общем случае достаточно иметь

$$\frac{z_2}{z_1 + p} \leqslant 1{,}25. \tag{5-17}$$

Это условие является одним из обязательных при выборе числа пазов роторной короткозамкнутой клетки.

Эффективным средством подавления паразитных асинхронных моментов является скос пазов ротора. Коэффициент скоса определяется формулой (4-54). Зависимость коэффициента скоса пазов $k_{t\nu}$ от $\nu t/\tau$ показана на рис. 5-12. При $k_{t\nu}$, близком к нулю, для данной гармонической поля соответствующий асинхронный момент не будет развиваться.

Для иллюстрации влияния выбора числа пазов ротора z_2 на возникновение синхронного момента рассмотрим следующий пример. При обтекании током статорной обмотки в кривой н. с. статора присутствуют основная гармоническая и зубцовые гармонические $\nu_{z1} = \frac{z_1}{p} \pm 1$. Основная волна н. с. статора вызовет протекание тока в короткозамкнутой клетке ротора, который в свою очередь создает н. с. ротора, состоящую из основной волны и зубцовых гармонических порядка $\mu_z = \frac{z_2}{p} \pm 1$. Если $z_2 \pm p = z_1 \pm p$, то поря-

док гармонических н. с. ротора и статора одинаков, однако зубцовые гармонические н. с. ротора вызваны основной н. с. статора (не зубцовой гармонической н. с. статора), что является необходимым условием появления синхронного момента. Вторым условием его появления является синхронная скорость вращения этих гармонических н. с. ротора и статора. Для рассматриваемого случая синхронность вращения гармонических обеспечивается, очевидно, при неподвижном роторе ($\omega_R = 0$).

Следовательно, условия, которых необходимо избегать из-за нежелательности появления синхронного момента в начале пуска, следующие:

$$z_1 \pm p = z_2 \pm p, \; z_1 = z_2.$$

Более подробный анализ, приведенный в [5-1—5-3], дает условия нежелательных соотношений между z_1 и z_2 и для других случаев; там же приводятся рекомендуемые значения z_2 в зависимости от z_1. Такие рекомендации по выбору числа пазов ротора z_2 для асинхронных двигателей представлены в табл. 8-1 и 8-2.

Зависимость результирующего момента при наличии синхронного момента в начале пуска ($s = 1$) показана на рис. 5-13.

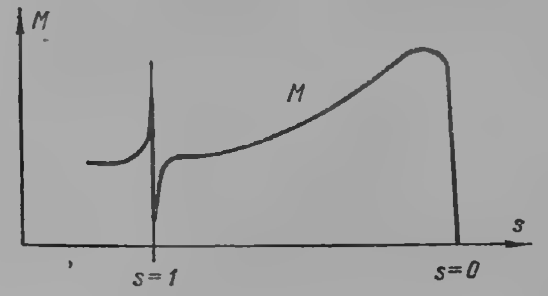


Рис. 5-13. Моментная характеристика асинхронного двигателя при наличии паразитного синхронного момента в начале пуска ($s = 1$)

Помимо влияния на паразитные моменты, выбор числа пазов ротора оказывает влияние на уровень вибрации и магнитного шума асинхронного двигателя.

Если не учитывать насыщения магнитной цепи, то удельное давление на единицу поверхности расточки статора можно представить как

$$p = \frac{B^2}{2\mu_0} = \frac{\mu_0}{2} F^2 = \frac{\mu_0}{2} (F_1 + F_2)^2. \tag{5-18}$$

Выражение в скобках можно записать так:

$$\left\{\sum_{\nu=1}^{\infty} F_\nu \sin(\theta\nu \pm \omega t) \pm \sum_{\mu=1}^{\infty} F_\mu \sin[\mu(\theta - \omega_R t) \pm \omega_\mu t - \varphi_\mu]\right\}^2.$$

При проектировании следует проверить, что при полученном числе узлов колебаний частота собственных колебаний статора не совпадает с вынужденной частотой магнитного радиального тяжения. В любом случае число узлов колебаний по возможности не должно быть малым. Поэтому не рекомендуется иметь $|z_2 - z_1| = 0, 1, 2$; $|z_2 - z_1| = p, 2p, 3p$.

В общем случае подбор пазов ротора может представлять сложную и неоднозначную задачу. Обычно следует после выбора числа пазов z_2 проверить полученное значение по рассмотренным критериям, а также сверить его с числом пазов, рекомендуемым в [5-1]—[5-3].

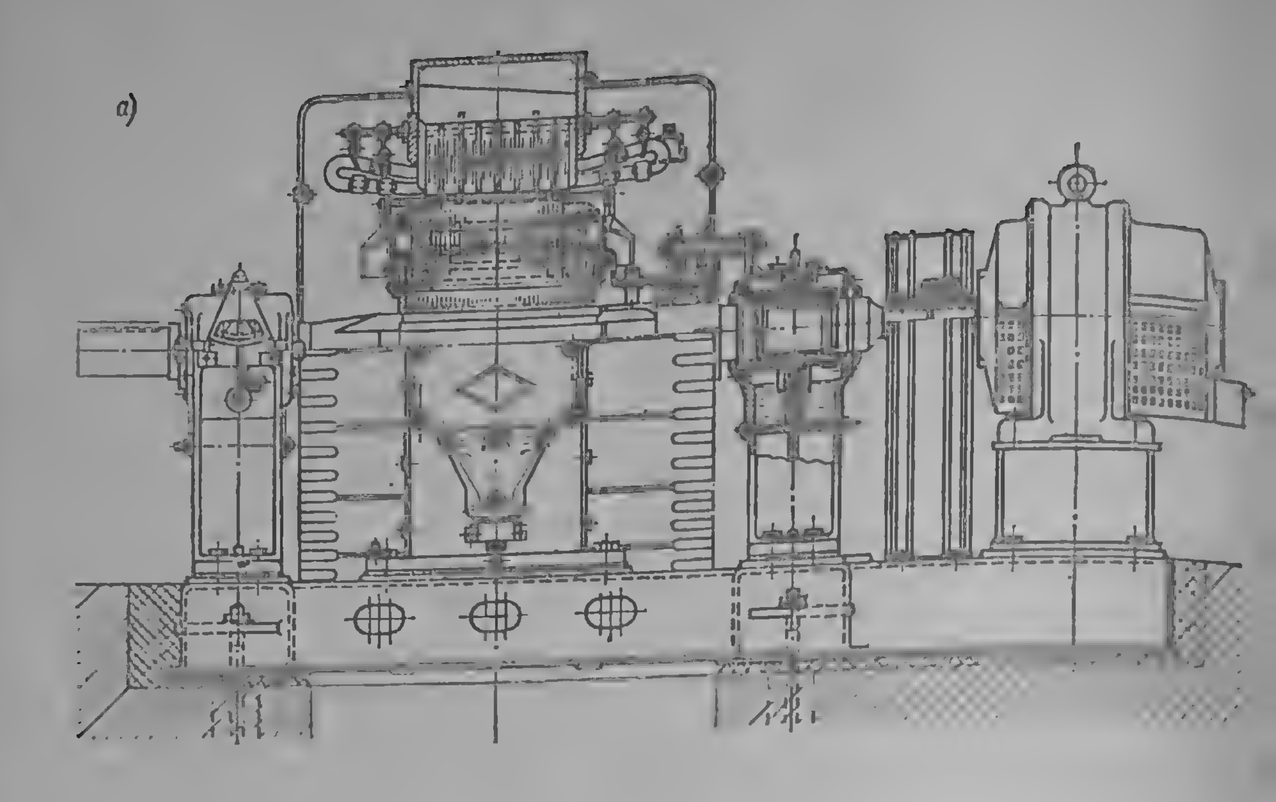
ГЛАВА ШЕСТАЯ

ОБЩАЯ КОМПОНОВКА И ПРИНЦИПЫ РАЗРАБОТКИ КОНСТРУКЦИИ

6-1. ОСНОВНЫЕ УСЛОВИЯ РАЗРАБОТКИ КОНСТРУКЦИИ

Как уже указывалось во введении, конструктивные части электрической машины, обеспечивающие поддержку, взаимное расположение и перемещение активных частей, определяются не столько принципом преобразования энергии и родом тока, а в основном размерами (мощностью), скоростью вращения, технологией производства и условиями эксплуатации.

На рис. 6-1 показаны примеры конструкций синхронных и асинхронных машин близкой мощности и скорости вращения, предназначенных для работы в сходных условиях экс-



б)

Рис. 6-1. Гомологичные исполнения электрических машин переменного [illegible] мощности и скорости вращения

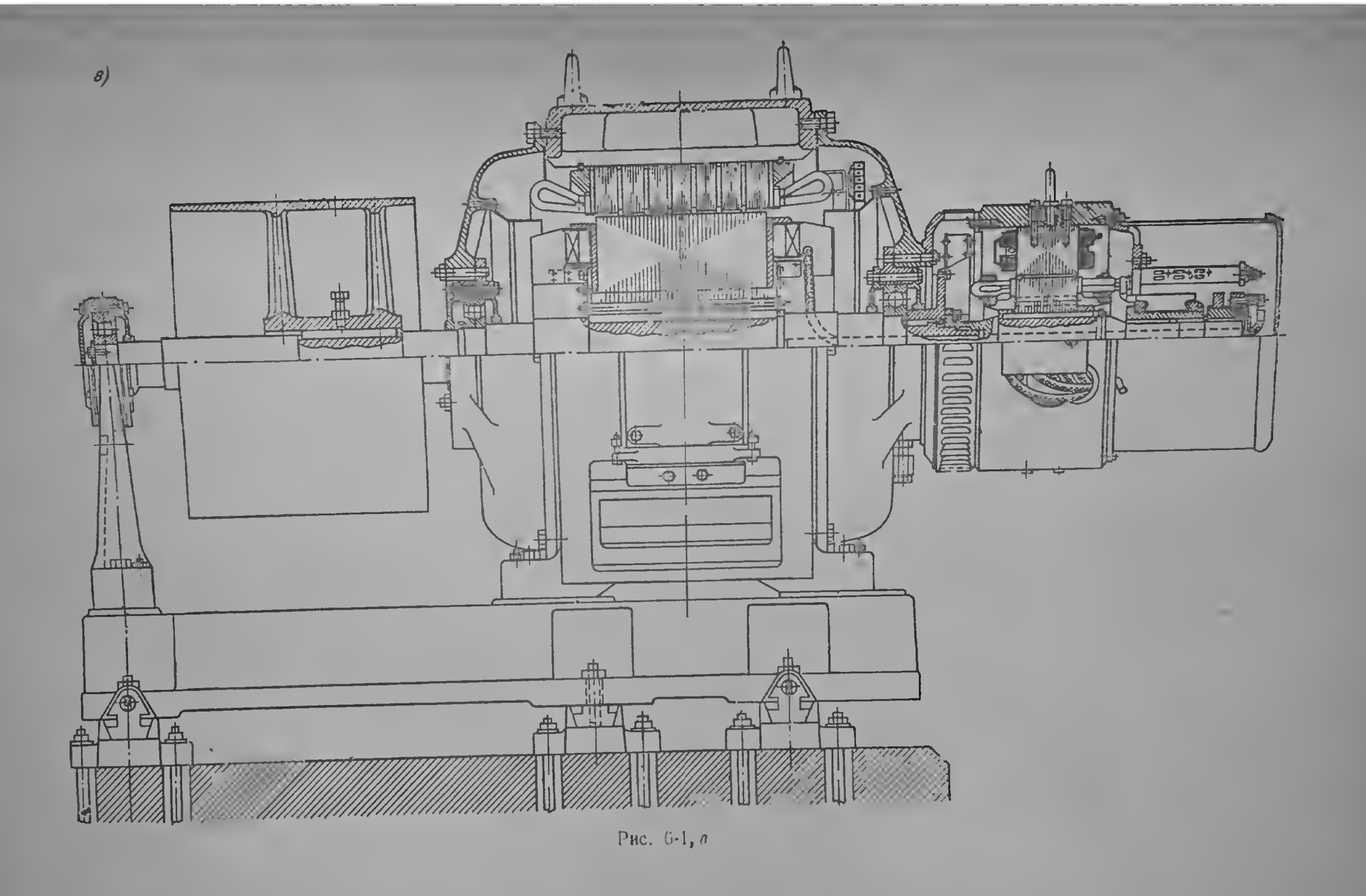


Рис. 6-1, в

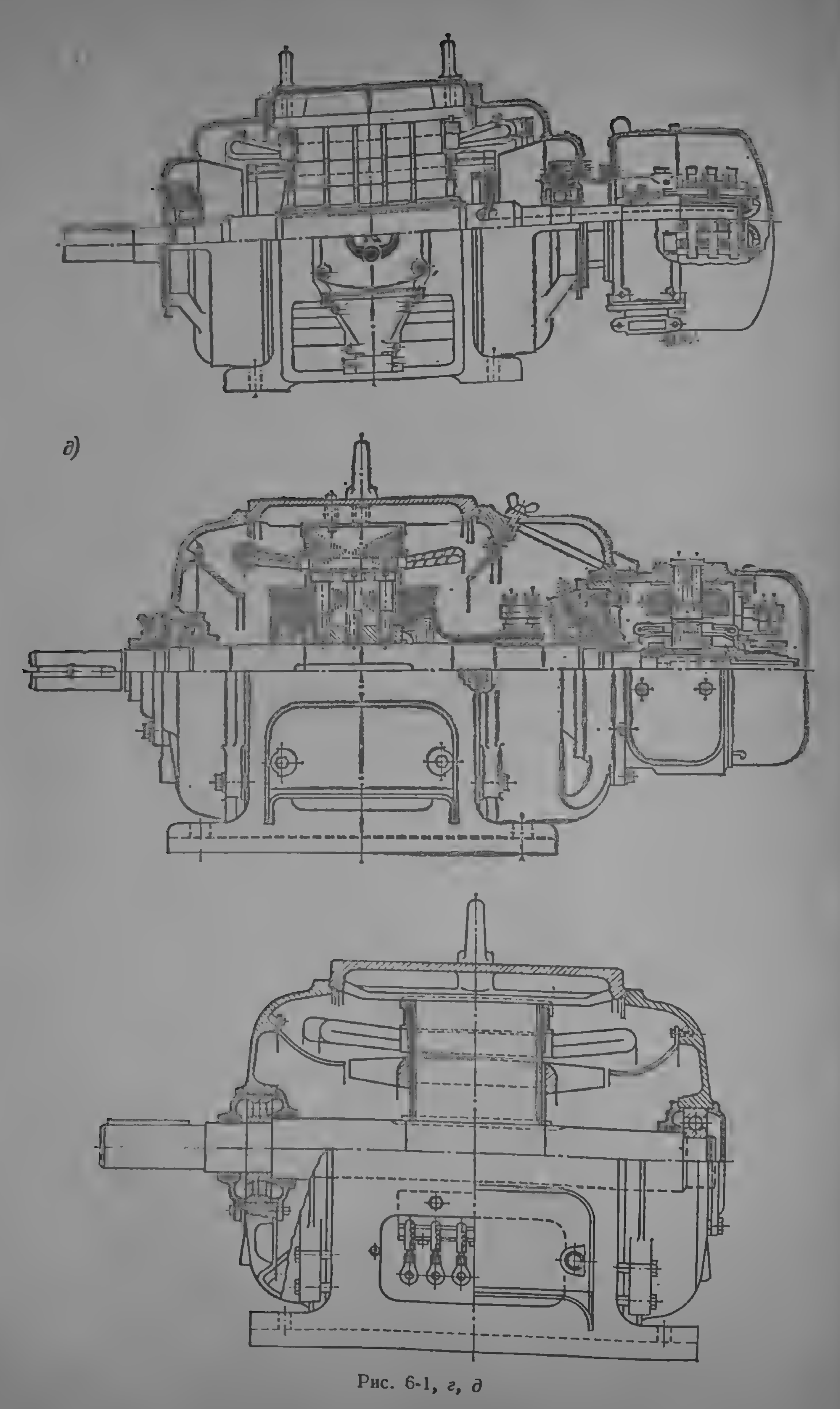


Рис. 6-1, г, д

плуатации. Здесь *а* и *б* — крупные синхронная и асинхронная машины открытого исполнения со стояковыми подшипниками скольжения, с шихтованными остовами роторов, насаженными на ребристый вал, со сварными корпусами статоров и с радиальной системой циркуляции воздуха: *в* и *г* — синхронная и асинхронная машины средней мощности защищенного исполнения, со щитовыми подшипниками качения, шихтованными остовами роторов, насаженными на вал, литыми корпусами и щитами статора, с радиально-осевой системой циркуляции воздуха: *д* и *е* — синхронная и асинхронная машины малой мощности с близким исполнением конструктивных элементов. Легко заметить, что в этих примерах конструкции корпуса, опорных элементов (подшипников и щитов), а также система вентиляции идентичны, что оба типа машин могут быть выполнены в едином типе корпуса с одинаковыми подшипниковыми узлами, валом и т. п.

Поскольку размеры, вес и скорость вращения определяют при существующей технологии конструкцию несущих элементов, а условия эксплуатации — конструкцию защищающих элементов, возникают показанные на рис. 6-1 гомологичные исполнения — ряды с подобными конструктивными формами, незначительные различия в которых вызваны спецификой технологического процесса и подчас традициями отдельных заводов-изготовителей.

В каждой общепромышленной серии электрических машин существуют стандартные формы исполнений, отличающиеся по способу крепления и по степени защиты от внешних воздействий (табл. 6-1 и 6-2).

В начале разработки конструкции условия ее эксплуатации, а также расположение вала и способ крепления известны, остальные условия выясняются по мере разработки электрической, конструктивной и технологической части проекта.

Если в процессе разработки выясняется, что принятые размеры активных частей вызывают резкое усложнение конструкции, а следовательно, и технологии производства (например, переход на разъемную конструкцию герметичной машины или на увеличенные по сравнению с освоенными промышленностью размеры поковок), то в ряде случаев становится экономически оправданным принципиальное изменение конструкции, например переход на новую систему охлаждения или применение более теплостойкой изоляции, позволяющее путем изменения технологии расширить пределы применения различных освоенных конструкций. После освоения новой конструкции на предельных машинах ее, как правило, применяют и на других типоразмерах, если это дает экономические преимущества.

Примером такого освоения принципиально новых конструкций является развитие турбогенераторостроения и компенсаторостроения. Особенностью генераторов и синхронных компенсаторов, как уже отмечалось во введении, является монотонный рост единичной мощности, связанный с укрупнением энергосистем и диктуемый экономическими соображениями. Пропорциональный мощности рост объема вызвал бы увеличение габаритов в степени 1/3—1/4, т. е. при увеличении единичной мощности в 10 раз, с 50 до 500 *Мвт* диаметр и длина сердечника должны были бы возрасти в 1,8 раза, что потребовало бы либо перехода на менее надежную и более сложную конструкцию разъемного ротора, либо значительного увеличения размеров и улучшения механических качеств роторов, а также перехода к разъемной в горизонтальной плоскости конструкции герметического статора (для возможности перевозки по железной дороге). Поскольку резкое увеличение предельных размеров поковок роторов требует больших капитальных затрат в металлургию и известного времени для накопления опыта, конструкторы и технологи нашли выход в применении систем охлаждения со все более и более

Таблица 6-1

Формы исполнений электрических машин по ГОСТ 2479—65

Условное обозначение *	Виды машин
М 1	Машина на лапах, с двумя или одним подшипниковыми щитами, с пристроенным редуктором, на опорно-осевой подвеске; с качающейся опорой (рис. 6-1, *г*, *д*, *е*)
М 2	Машина на лапах, с двумя подшипниковыми щитами и фланцем на подшипниковом щите. Центрирующая заточка фланца со стороны вала (рис. 6-2)
М 3	Машина без лап, с фланцем на подшипниковом щите, на рамной подставке (рис. 6-2)
М 4	Машина без лап, с фланцем на станине, с торцевым креплением станины (рис. 6-2)
М 5	Машины встраиваемые (пристраиваемые) (рис. 6-2, 6-3)
М 6	Машины на лапах, с подшипниковыми щитами и со стояковыми подшипниками; балансирные (рис. 6-1, 6-2)
М 7	Машины на лапах, со стояковыми подшипниками (рис. 6-1)
М 8	Машины вертикальные большой мощности (рис. 6-2)

* Каждая из групп в свою очередь разбивается на подгруппы по исполнениям, охватывающие все возможные виды машин.

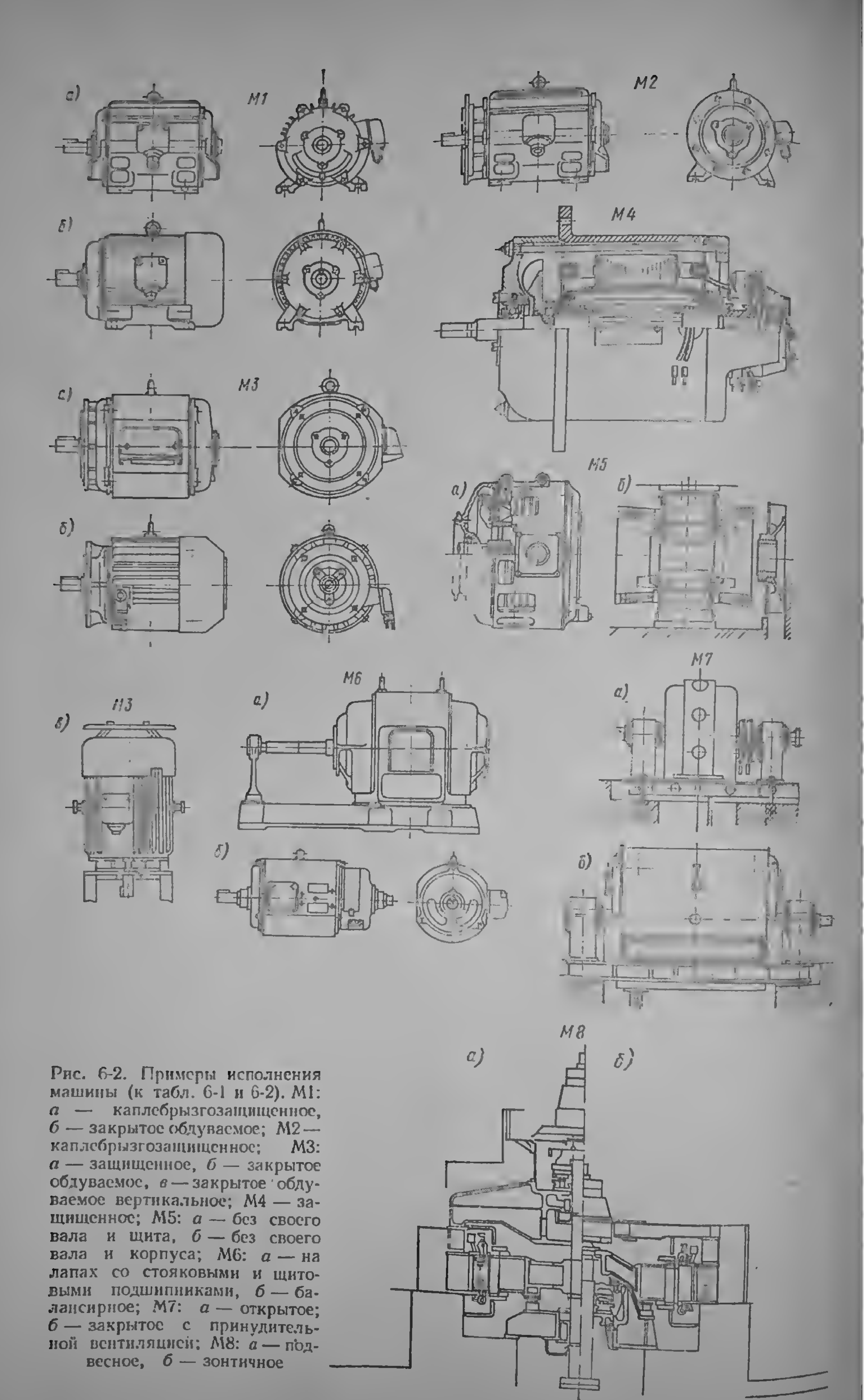


Рис. 6-2. Примеры исполнения машины (к табл. 6-1 и 6-2). М1: *а* — каплебрызгозащищенное, *б* — закрытое обдуваемое; М2 — каплебрызгозащищенное; М3: *а* — защищенное, *б* — закрытое обдуваемое, *в* — закрытое обдуваемое вертикальное; М4 — защищенное; М5: *а* — без своего вала и щита, *б* — без своего вала и корпуса; М6: *а* — на лапах со стояковыми и щитовыми подшипниками, *б* — балансирное; М7: *а* — открытое; *б* — закрытое с принудительной вентиляцией; М8: *а* — подвесное, *б* — зонтичное

Основные модификации электрических машин по способу защиты

Название	Характеристика исполнения	Место установки, среда
Открытое (рис. 6-1, *а, б*)	Без специальных приспособлений для предотвращения случайных прикосновений к вращающимся или токоведущим частям и без защиты от попадания внутрь машины посторонних предметов	В машинных залах
Защищенное (рис. 6-2)	Со специальными приспособлениями для предотвращения прикосновения к вращающимся или токоведущим частям и защищенные от попадания внутрь машины посторонних предметов	В помещении
Каплезащищенное (рис. 6-1, *д, е*)	Дополнительно защищенное от попадания капель влаги, падающих отвесно	В помещении
Брызгозащищенное (рис. 6-2)	Дополнительно защищенное от попадания водяных брызг, падающих под углом 45° к вертикали	На открытом воздухе
Закрытое (рис. 6-2)	Внутреннее пространство машины отделено от внешней среды, но не герметизировано	» »
Водозащищенное	Дополнительно защищенное с помощью уплотнений от попадания струй воды внутрь корпуса	На судах
Взрывозащищенное (рис. 8-32)	Дополнительно защищенное с помощью уплотнений от проникновения наружу пламени и искр при взрыве внутри машины, с корпусом, рассчитанным на давление при взрыве	Во взрывоопасных помещениях
Герметическое (рис. 8-33)	Закрытое, с уплотнениями, препятствующими какому-либо обмену между внутренним пространством машины и наружной средой	При наполнении корпуса водородом, при работе в агрессивной среде и т. п.

интенсивным теплосъемом (поверхностное и непосредственное газовое охлаждение и непосредственное жидкостное охлаждение). Аналогичная картина наблюдается в компенсаторостроении: при росте единичной мощности свыше 150 Мв·а применяется водородное охлаждение, а свыше этого — жидкостное охлаждение обмоток. Такая же тенденция наблюдается и в гидрогенераторостроении, где ограничения транспортных габаритов при возрастании общих размеров могут в конце концов привести к полной сборке гидрогенератора на ГЭС.

Итак, конструкция машины определяется внешними условиями: номинальными данными, заданным исполнением и степенью защиты, типом первичного двигателя или привода и т. п., а также внутренними условиями: результатами самого процесса проектирования, размерами и нагрузками активных и конструктивных частей.

Общая компоновка, т. е. взаимное расположение активных и конструктивных элементов, определяется в большой степени внешними условиями, иногда они диктуют однозначное решение компоновки (в главном). Так, например, наличие третьего подшипника (исполнение М6) диктуется ременной передачей и относительно большими радиальными нагрузками на шкив; аналогично определяется встроенное исполнение машины (на рис. 6-3, *а* приведен пример приводного двигателя к врубовой машине, форма статора которого повторяет форму корпуса врубовой машины, и пример компрессорного двигателя — на рис. 6-3, *б*).

Тип первичного двигателя или приводимого во вращение механизма определяет также общую компоновку. Так, например, вертикальное или горизонтальное расположение вала определяется типом первичного двигателя, если по размерам и нагрузкам горизонтальное расположение вала возможно и выгодно. В относительно быстроходных насосах и гидротурбинах горизонтальное расположение вала, насоса и двигателя или турбины и генератора в ряде случаев позволяет обеспечить большее удобство монтажа, обслуживания и экономию на строительной части машинного зала. В крупных агрегатах с большими осевыми нагрузками вертикальное расположение позволяет обеспечить бóльшую прочность и жесткость статоров как

турбины, так и генератора и обычно оказывается предпочтительным (при горизонтальном расположении радиальные нагрузки на статор от собственного веса резко возрастают с увели-нием диаметра, что требует увеличения жесткости корпуса, а значит утяжеления). З... следовательно, уже имеет место влияние как «внешних», так и «внутренних» условий. К... кому же типу условий, определяющих компоновку вертикальной машины, можно отнести осевую нагрузку, частично определяемую типом сопряженного с машиной насоса или тур... (внешнее условие), частично—весом ротора и размерами самой машины (внутреннее условие).

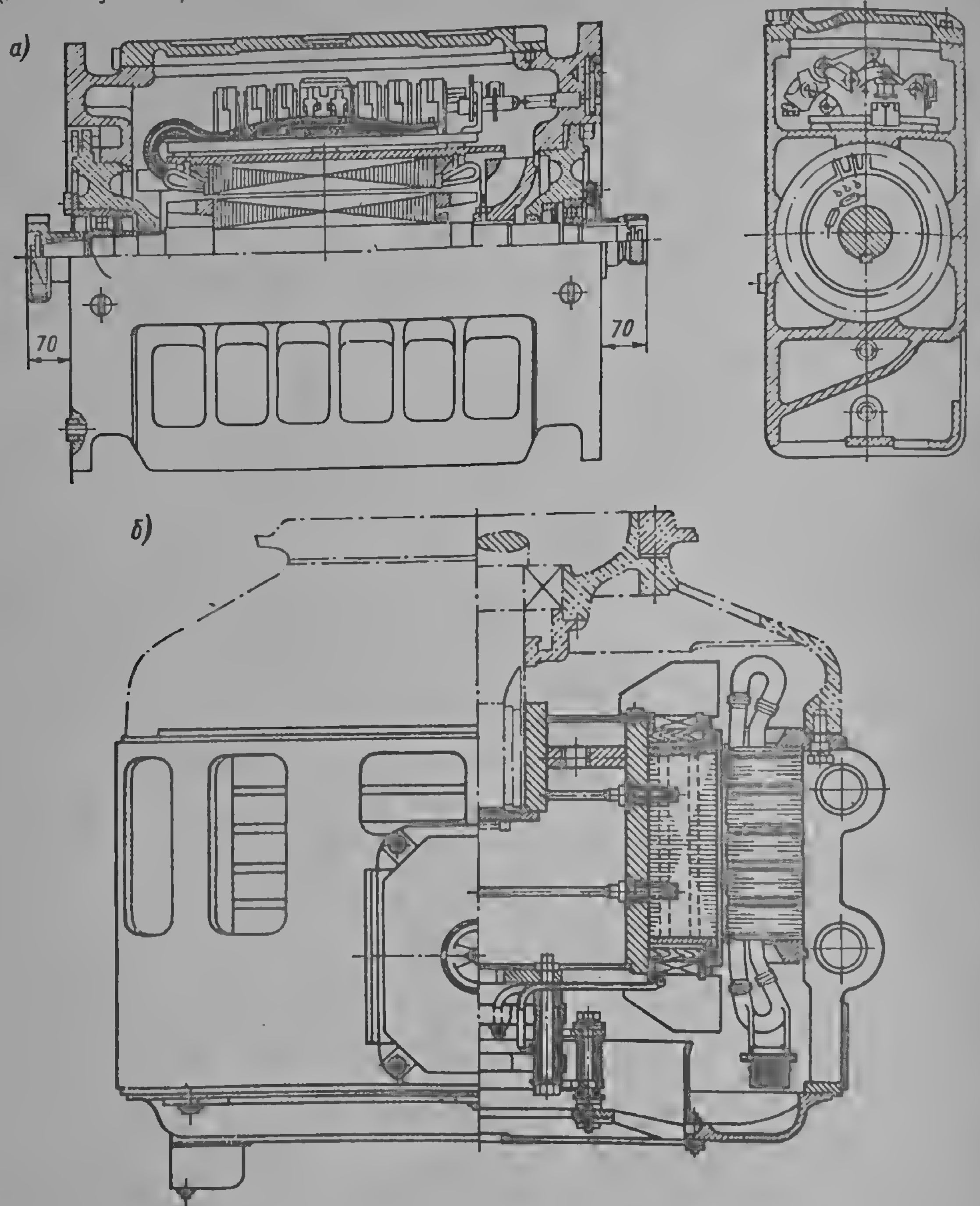


Рис. 6-3. Примеры встроенной и пристроенной электрических машин: *а* — двигатель врубовой машины; *б* — двигатель компрессора без собственного вала

Если осевая нагрузка велика и диаметр статора машины значительно больше диаметра турбины или насоса, выгоднее становится зонтичное исполнение с подпятником, расположенным ниже ротора, позволяющее опереть его на крестовину с меньшим пролетом и, следовательно, более легкую, нежели при подвесном исполнении, когда подпятник расположен выше ротора, а также выполнить верхний направляющий подшипник меньшего диаметра (иногда роликовый или шариковый). Если диаметры машины и шахты насоса (турбины) одинаковы, зонтичное исполнение не имеет больших преимуществ перед подвесным и выбор одной из дв... компоновок диктуется менее существенными обстоятельствами, причём подвесное часто удобнее в эксплуатации (опорный подшипник доступнее). На рис. 8-24 приведены примеры совершенно аналогичных вертикальных двигателей в зонтичном и подвесном исполнении.

Общекомпоновочное решение диктуется также системой охлаждения, выбор которой определяется комбинацией «внешних» и «внутренних» условий: заданная степень защиты определяет схему вентиляции, в то же время необходимая интенсивность охлаждения, определяемая в процессе проектирования, также влияет на выбор системы и, следовательно, на компоновку.

Компоновка всей машины и отдельных узлов в сильной степени определяется технологией сборки и монтажа, а для крупных машин — еще и удобством обслуживания и ремонта. При разработке чертежа общего вида машины конструктор должен мысленно представить все этапы сборки и регулировки как машины в целом, так и отдельных узлов, с тем чтобы обеспечить заданную точность и простоту технологии, доступность и т. п.

Аналогичные требования по технологии изготовления необходимо предъявлять к конструкции деталей и узлов машины. Здесь в большой степени сказывается серийность производства продукции. Например, конструкции корпусов, щитов и тому подобных узлов машин массового производства целесообразно проектировать в расчете на высокопроизводительные методы механизированного литья, для применения которых требуется дорогое и занимающее большую площадь оборудование, или изготовлять из полуфабрикатов, являющихся стандартными (например, цилиндрические корпуса или кольца — из труб), на станках с автоматическим управлением. Если размеры этих деталей превышают возможности литейного производства, желательно проектировать их в сварном исполнении из стандартного проката в расчете на высокопроизводительную автоматическую сварку. При средне- и мелкосерийном производстве может оказаться более выгодным изготовлять эти узлы путем сварки и при меньших размерах.

Как при массовом, так и при серийном производстве важным условием является унификация конструкции, примеры которой показаны на рис. 6-1, осбенно в конструкции отдельных узлов и деталей. Возможность унификации закладывается в первую очередь при разработке общекомпоновочных решений машин различного типа, но близких по размерам и скорости вращения и при ориентации проектирования на ограниченное число типоразмеров активных частей во всем диапазоне мощностей и скоростей вращения, которая возможна при правильном выборе конструктивного ряда. Здесь требование унификации часто вступает в противоречие с требованием экономичности, однако тщательная разработка проекта позволяет, как правило, удовлетворить оба эти требования.

6-2. ОСНОВНЫЕ КОНСТРУКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Основными конструктивными элементами машины переменного тока являются статор, состоящий из корпуса, сердечника и обмотки с элементами их взаимного крепления, и ротор, состоящий из вала и в общем случае остова, зубчатого сердечника (в неявнополюсных машинах являющегося ободом) или обода и полюсов (в явнополюсных синхронных машинах), с обмоткой, конструкция которой определяется типом машины. Иногда явнополюсные синхронные машины выполняются обращенными, с вращающимся якорем и неподвижным индуктором, тогда их конструкция аналогична конструкции машин постоянного тока. Кроме статора и ротора имеются торцевые элементы, являющиеся либо несущими, как подшипниковые щиты в горизонтальных машинах или крестовины в вертикальных машинах, либо защищающими, как щиты в машинах со стояковыми подшипниками; опорные элементы — радиальные и упорные подшипники, воспринимающие либо основную нагрузку от ротора, либо нагрузку от неуравновешенности в зависимости от расположения вала и передающие ее через щиты, крестовины или стояки на корпус или на фундаментную плиту; элементы системы охлаждения (вентиляторы, газораспределяющие щиты, теплообменники и т. п.); а также прочие элементы. Ниже изложены главные особенности основных конструктивных элементов машин переменного тока, определяемые как «внешними», так и «внутренними» условиями.

1. **Статоры.** Конструкция сердечников и корпусов статоров определяется их геометрическими размерами и технологическими возможностями производства. По наружным диаметрам сердечников D_a статоры электрических машин переменного тока единых серий (как и сами машины) подразделяются на следующие габариты:

Номер габарита	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
D_a, *мм*	133	153	180	208	243	291	343	393	458	590
Номер габарита	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
D_a, *мм*	740	850	990	1080	1430	1730	2150	2600	3250	4250

Сердечники статоров диаметром до 990 *мм* (до 13-го габарита) выполняются из цельной круглой вырубки, свыше 990 *мм* — шихтуются вперекрой из отдельных некруглых листов. В первом случае каждый круглый лист, а следовательно, и весь сердечник может быть закреплен в корпусе по окружности в относительно небольшом числе точек (в принципе — в трех точках), во втором случае число мест крепления по окружности должно составлять 1—2 на каждый лист (иначе сердечника не собрать) (рис. 6-4). Сборка сердечника статора крупной машины обычно производится прямо в корпусе, небольшой машины — в отдельном приспо-

соблении с последующей установкой в корпус. Эти особенности отражаются на конструкции корпусов.

Статоры машин диаметром примерно до 1 *м* изготовляются, как правило, литыми из чугуна или более легких сплавов. В мировой практике изготовляются методом литья в земляные формы и корпусы статоров диаметром до 3—5 *м*, но не при крупносерийном производстве. Литой корпус статора в зависимости от системы вентиляции выполняется с внутренними (или наружными) ребрами. Внутренние ребра в защищенных машинах и в закрытых с замкнутым циклом вентиляции образуют пространство для прохода воздуха между корпусом и сердечником. Наружные ребра в закрытых обдуваемых машинах увеличивают поверхность теплоотдачи. В машинах с литым корпусом поверхность посадки цельновырубленного сердечника (поверхность ребер, выступов или сплошная цилиндрическая расточка корпуса) обрабатывается (протачивается) и сердечник устанавливается на неподвижной посадке в случае запрессовки его в цилиндрическую расточку корпуса или собирается на ребрах, являющихся в этом случае шпонками, удерживающими сердечник от тангенциального смещения. В осевом направлении сердечник, собранный и опрессованный в корпусе под давлением 10—15 *кгс/см²* удерживается крайними (нажимными) листами или специальными нажимными кольцами, в свою очередь удерживаемыми с помощью кольцевых шпонок (рис. 6-1, *в*), стяжных шпилек (рис. 6-1, *а*, *б*) или сваркой.

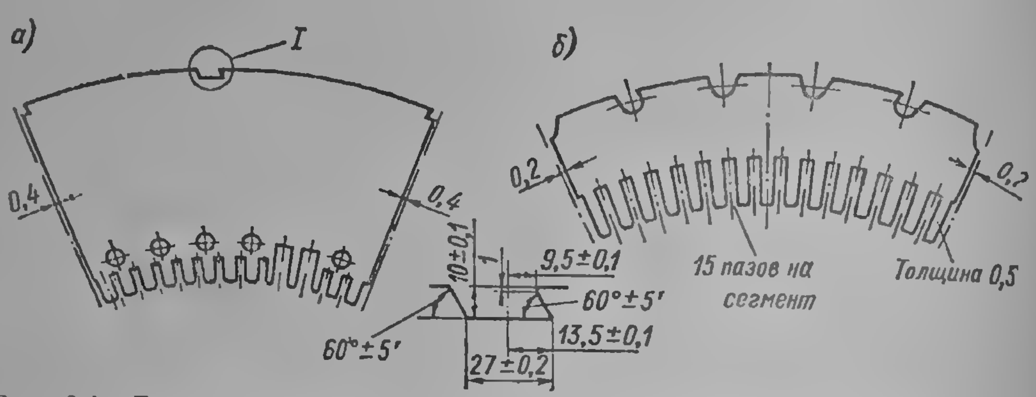


Рис. 6-4. Листы сердечников статоров с различным числом точек крепления: *а* — с помощью ласточкиного хвоста; *б* — с помощью круглых шпилек

К торцевым поверхностям литых корпусов статоров при исполнении М1 крепятся с помощью болтов также литые подшипниковые щиты, для центровки которых на корпусе статора и щите обрабатывается посадочная поверхность (заточка). В центральной части таких щитов устанавливаются подшипниковые узлы. При открытом, защищенном и капле- и брызгозащищенном исполнении в корпусе статора и щитах устраиваются окна (люки) для входа и выхода охлаждающего воздуха; при закрытом исполнении с замкнутым циклом вентиляции окна устраиваются только в корпусе статора и снабжаются вентиляционными патрубками; при закрытом обдуваемом исполнении с наружным вентилятором (рис. 6-2) на торце корпуса устанавливаются литой или штампованный вентиляционный кожух. Для подъема машины на корпусе устанавливаются рымы, крюки или серьги.

Корпусы статоров электрических машин диаметром более метра, как правило, изготовляются сварными из листового проката (рис. 6-1, *а*, *б*).

Несущими элементами такого корпуса являются осевые ребра и круговые пояса («полки») жесткости, образующие каркас корпуса Часть нагрузки воспринимается также обшивкой, если она достаточно толстая. При щитовых подшипниках крайние пояса жесткости—фланцы выполняются более толстыми, при стояковых подшипниках их повышенная жесткость необязательна.

Толщина материала ребер и поясов определяется не столько прочностью, сколько жесткостью, необходимой особенно при изготовлении. Детали сварного корпуса, как правило, вырезаются газовым резаком по копиру, при крупных сериях выгодна автоматизация этого процесса. Затем корпус собирается из отдельных деталей в приспособление и скрепляется временными электросварными швами (прихватками), после чего производится окончательная сварка. Обшивка приваривается в последнюю очередь на уже сваренный каркас, после сварки в ней вырезаются необходимые отверстия. Затем корпус подвергается отжигу в печи и обрабатывается на карусельном станке (торцевые фланцы и внутренняя поверхность ребер и поясов жесткости).

Естественное стремление к экономии материала приводит к предпочтительному использованию корпусов цилиндрической формы, однако достаточно широко распространены корпуса, пояса жесткости которых представляют собой многогранники (призматические корпуса). Такая форма дает определенные технологические преимущества при установке корпуса в процессе обработки на одну из граней, делает ненужным выгибание листов обшивки по поверхности цилиндра и т. п. при относительно небольшом утяжелении, если число граней достаточно велико.

Сердечник в сварных статорах может собираться на клиньях, представляющих одно целое с продольными ребрами, привариваемыми к обработанным поясам с помощью угольников (см. рис. 6-5, *а*). Более точные размеры позволяет получить конструкция, где ребра обра-

тываются после сварки, а клинья привинчиваются к их поверхности винтами (рис. 6-5).
эта конструкция предпочтительна в машинах с малым зазором, наиболее простой способ крепления сердечника к статору с помощью цилиндрических шпилек, прикрепляемых к ...
жесткости посредством серег и одновременно стягивающих сердечник по длине. Сборка сердечника статора производится на специальных калибрах, которые закладываются в пазы и вынимаются после прессовки сердечника, а в случае повышенных требований к точности сборки — еще и на дополнительной центрирующей оправке, диаметр которой равен диаметру расточки статора.

Принципиальная конструкция обмоток статоров описана в главе 4. Она является общей для всех типов машин переменного тока и меняется только в зависимости от номинального напряжения и объема тока в пазу.

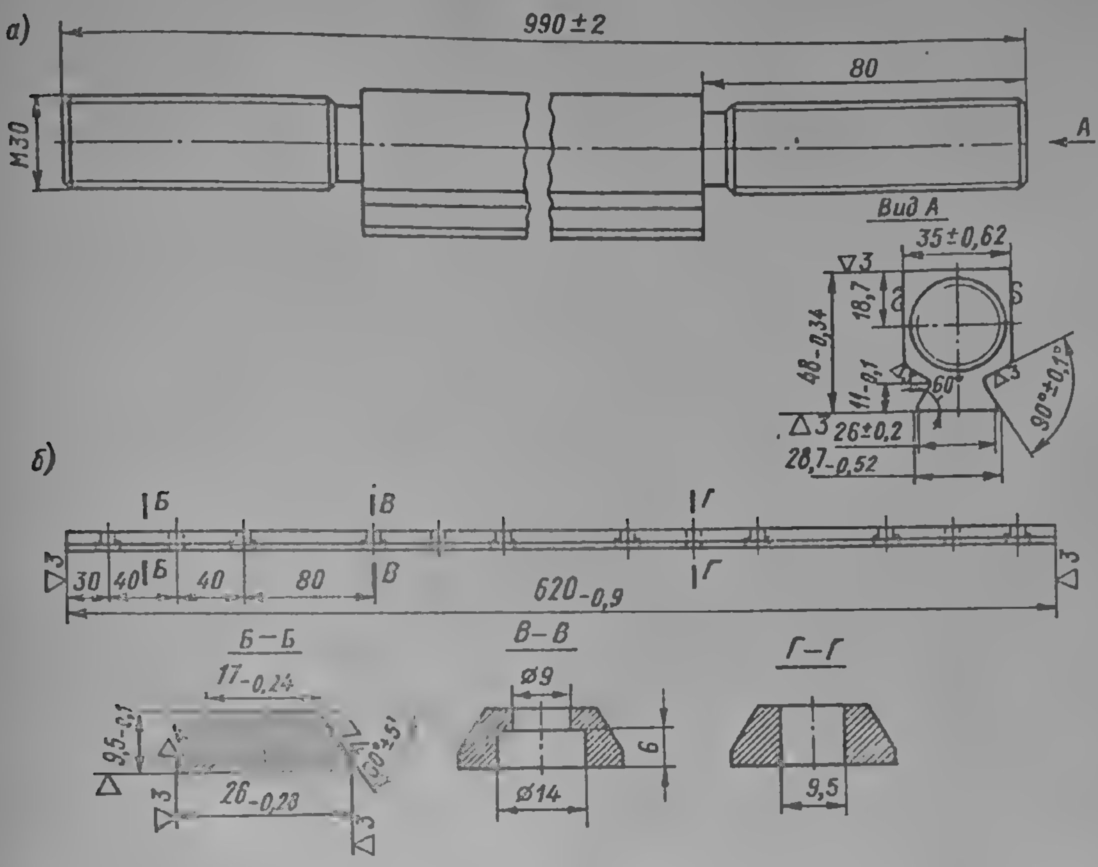


Рис. 6-5. Конструкция клиньев для сборки сердечника, устанавливаемых на сварке (*а*), на резьбе (*б*)

Здесь мы кратко остановимся на конструкции изоляции обмоток. Витковая изоляция многовитковых обмоток может быть обеспечена использованием изолированных проводников различных марок. При относительно высоком витковом напряжении каждый виток дополнительно изолируется в процессе намотки одним или двумя слоями электроизоляционной ленты. Для витковой изоляции многовитковых катушек могут применяться и ... материалы, не содержащие слюды, но достаточно механически прочные и нагревостойкие (эскапон и т. п.). Корпусная изоляция машин на напряжение до 3000 *в* и изоляция лобовых частей также может осуществляться неслюдосодержащими материалами, при большем номинальном напряжении для корпусной изоляции применяются материалы, содержащие щипаную слюду (стекломикаленты) или слюдинит (стеклослюдинитовые ленты). До последнего времени как в многовитковых, так и в стержневых высоковольтных обмотках применяется компаундируемая асфальто-битумными составами микалентная изоляция, которая накладывается на предварительно сформованную катушку или стержень вручную либо на станках. После наложения нескольких слоев этой изоляции катушка обматывается технологической лентой, устанавливается на приспособлении, препятствующем изменению ее формы, и подвергается в котле с компаундом вакуумированию и пропитке компаундом, после чего накладываются следующие слои изоляции и процесс повторяется. После окончания пропитки катушка или стержень калибруются (удаляются неровности, наплывы и т. п.) и покрывается покровной лентой, а при напряжении свыше 6000 *в* лобовая часть и места выхода из паза покрываются полупроводящим лаком. Компаундированная изоляция обладает термостойкостью до 120° С, выше этой температуры компаунд расплавляется, вытекает и изоляция интенсивно стареет.

В настоящее время компаундированная изоляция заменяется изоляцией на термореактивных связующих — эпоксидных и полиэфирных смолах. Эти связующие обладают большей

термостойкостью и не размягчаются с ростом температуры. При изготовлении изоляции применяются три разновидности технологического процесса: наложение ленты с подмазкой ее связующим и последующей опрессовкой в специальной пресс-форме, наложение уже пропитанной ленты также с механической опрессовкой и полимеризацией в специальном котле и наложение сухой ленты с пропиткой жидким связующим, гидростатической опрессовкой и полимеризацией в автоклаве. Последний процесс позволяет укладывать в статорный сердечник изолированные сухой изоляцией катушки, вакуумировать и пропитывать их вместе с сердечником, так что получается склейка катушки с сердечником, обеспечивающая улучшение теплового контакта. Гидростатическая опрессовка обмотки в автоклаве избавляет также от необходимости иметь пресс-форму на каждый тип стержня или катушки. Пропитка вместе с сердечником катушечной обмотки позволяет избежать вредных последствий подгибания катушек при укладке (при компаундированной изоляции для этого катушки разогреваются, а при термореактивной изоляции с механической опрессовкой для лобовых частей применяется более эластичная изоляция).

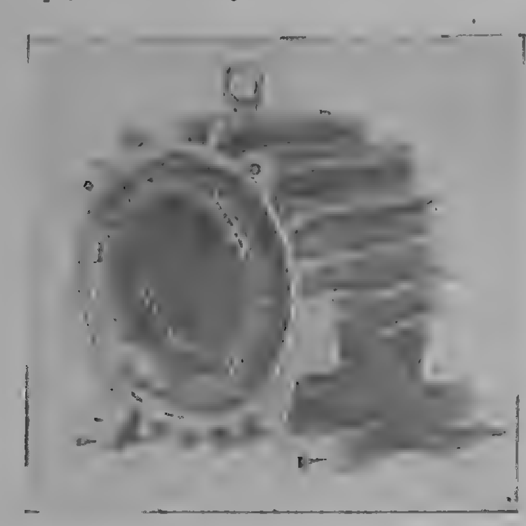


Рис. 6-6. Статор машины со всыпной обмоткой

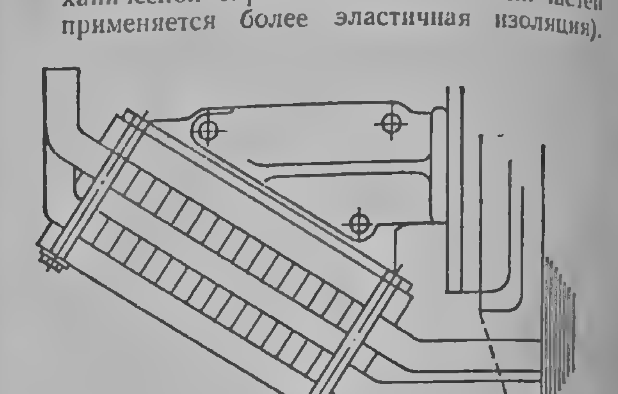


Рис. 6-7. Шпилечное крепление лобовой части обмотки

Изолирование головок стержневых обмоток производится после укладки и пайки стержней установкой изоляционных коробочек и наложением ленты или заливкой внутрь этих коробочек специального компаунда.

Машины малой мощности относительно небольших габаритов на напряжение до 600 *в* с полузакрытыми пазами выполняются с так называемыми всыпными многовитковыми обмотками статоров (рис. 6-6), заготовляемыми в виде нескрепленных «мягких» катушек. Витки такой катушки по очереди «всыпаются» в паз через его шлиц, ширина которого несколько больше толщины изолированного проводника. В паз предварительно уложена изоляционная гильза. После укладки лобовые части такой катушки изолируются лентой, и в зависимости от общего типа изоляции обмотка статора может быть целиком пропитана лаком или компаундом.

В машинах с закрытыми пазами применяются либо протяжные обмотки, наматываемые прямо на сердечник, либо многовитковые разрезные и стержневые обмотки, лобовые части которых с одной стороны не отогнуты. Такая обмотка вставляется в сердечник с торца с помощью специального приспособления, после чего на противоположной стороне сердечника лобовые части отгибаются и запаиваются (каждый виток в отдельности). Крепление обмотки статора в пазах всех типов машин осуществляется клиньями из изоляционного материала, а в лобовых частях — с помощью бандажных колец. Наиболее распространенное крепление лобовых частей обмоток к бандажным кольцам — с помощью шнура, которым привязываются прокладки к обмотке, а сама обмотка к кольцам. Для компенсации отклонений стержней или катушек от средних размеров между двумя слоями лобовых частей двухслойной обмотки укладывается прокладка, набираемая из тонких полос электроизоляционного материала, суммарная толщина которых в данном месте соответствует расстоянию между слоями.

Наилучшее крепление достигается применением стеклянного шнура и последующей пропиткой всей обмотки вместе со статором термореактивным связующим. Для обмоток, которые по размерам не могут быть пропитаны вместе со статором, некоторые зарубежные фирмы применяют вместо прокладки между слоями эластичный чулок, внутрь которого под давлением подается термореактивный компаунд. Расширяясь, такой чулок заполняет все промежутки между стержнями и после полимеризации компаунда создает напряженное крепление.

Аналогичным целям служит бандажировка синтетическим шнуром, который при нагревании полимеризуется с усадкой и обеспечивает бандажировку с сильным натяжением.

В однослойных обмотках, а также в двухслойных обмотках со значительным отгибом лобовых частей удобным является шпилечное крепление обмотки с помощью колец и накладок, система которых образует в осевой плоскости машины прямоугольник (рис. 6-7). Жесткость этого прямоугольника обеспечивается шайбами, устанавливаемыми под гайки. В таких креплениях целесообразно применение шпилек из неметаллических материалов.

2. Роторы. Конструкция основных элементов ротора определяется его размерами и нагрузками от центробежных сил, от вращающего момента и от колебаний, возникающих

в переходных режимах работы агрегатов. Здесь крайними случаями являются ротор быстроходного турбогенератора и ротор тихоходного гидрогенератора (главы 7 и 9). В первом случае вал ротора, его остов, обод и сердечник представляют одно целое — цельнокованый ротор. Устройство его разъемным не требуется ни по транспортным габаритам, ни по технологическим соображениям и, главное, снизило бы прочность. Ротор такого типа целиком собирается, испытывается и балансируется на заводе-поставщике. Во втором случае ротор, который нельзя провезти к месту сборки машины без того, чтобы сделать полностью разборным: вал, втулка, спицы, обод (который тоже полностью собирается на монтаже) и полюсы — все эти элементы соединяются в одно целое впервые только на месте установки машины. Все другие разновидности роторов являются промежуточными.

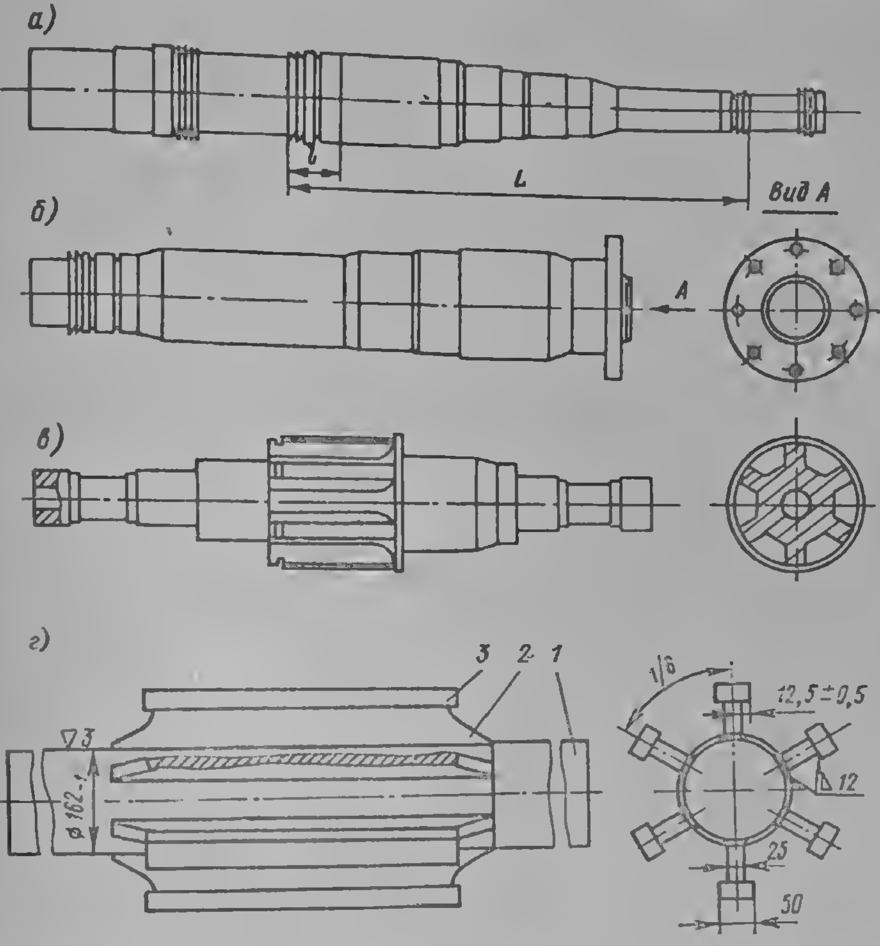


Рис. 6-8. Типы валов: *а* — без фланцев; *б* — фланцевый; *в* — оребренный; *г* — с приваренными ребрами

Конструкция роторов турбогенераторов подробно рассмотрена в главе 7, гидрогенераторов — в главе 9. Здесь мы остановимся на общих чертах конструкции роторов, связанных с их технологическими особенностями.

Валы разъемных роторов по форме аналогичны валам других машин и механизмов и состоят из участков различного диаметра. Диаметр шейки вала, соединяемой с первичным двигателем или приводным механизмом, определяется максимальным крутящим моментом, диаметр средней части вала — минимальным возможным прогибом (для транспортных машин при ударах — с максимальным ускорением), диаметр шейки подшипника — максимальной допустимой нагрузкой; кроме того, все размеры вала определяются требованием несовпадения критической скорости вращения с рабочей скоростью. Валы в электрических машинах изготовляются из стали 35 или специальной роторной стали: при диаметре до 230 *мм* — из круглого проката, при большем диаметре — из поковки. Один или оба конца вала предназначены для соединения с приводом или первичным двигателем, чаще всего эти концы (свободные) обрабатываются для насадки полумуфты (жесткой или эластичной), реже для непосредственной насадки на вал части сопрягаемого механизма, например, первой шестерни редуктора, в этом случае конец вала может быть снабжен резьбой, шлицами или иными устройствами для крепления.

При больших моментах, передаваемых через сопряжение валов, последнее выполняется фланцевым с жестким соединением (например, с помощью призонных шпилек (рис. 6-8, *б*, см. также гл. 9). В таких случаях фланец представляет одно целое с валом. Фланец обязателен в машинах с одним опорным подшипником, если вторым является подшипник сопрягаемого механизма.

В машинах с роторами, состоящими из вала и обода, последний может быть посажен на гладкую часть вала по неподвижным посадкам или посадкам системы скольжения; в случае неподвижной посадки поверхность вала может быть ребристой (между ребрами образуются вентиляционные каналы), причем ребра могут быть образованы фрезерованием цельного вала или (в относительно тихоходных машинах) привариваться к валу. Приваривание ребер требует строгого соблюдения технологии и отжига после сварки (рис. 6-8, г).

В валах большего диаметра обычно высверливается для облегчения центральное отверстие; кроме того, это отверстие может потребоваться для размещения токоподвода, отвода жидкости и тому подобных устройств.

Поверхность шеек подшипников на валу обрабатывается наиболее тщательно, как по точности геометрической формы, так и по чистоте поверхности вала (▽8), что достигается шлифованием или накатыванием специальным роликом. Большие требования к чистоте и точности обработки предъявляются к фланцевым отверстиям (необходимо, чтобы все шпильки или болты работали одновременно).

Остовы роторов, если они существуют, а не сам вал является одновременно остовом, — могут составлять одно целое с магнитными сердечниками роторов (точнее, с ярмами магнитных сердечников, так как зубцы в неявнополюсных конструкциях и сердечники полюсов в явнополюсных механической нагрузки не несут) или являться для магнитных сердечников поддерживающей конструкцией. В первом случае они выполняются из цельных дисков, насаживаемых непосредственно на вал или на промежуточную втулку. Такие остовы — сердечники асинхронных машин собираются из тонких (0,5 *мм*) штампованных листов, часто из таких же листов вырубаются и собираются остовы синхронных машин диаметром до 1000 *мм* (рис. 6-1).

При большем диаметре цельный остов ротора явнополюсной синхронной машины изготовляется из толстых листов вырезанием каждого листа газовой горелкой по копиру с последующей обработкой по контуру уже собранного остова. Этот же способ применяется и при относительно небольших диаметрах, если по условиям малой серийности производства невыгодно изготовлять штампы. Цельные дисковые толстолистовые остовы применяются также в тех случаях, когда требуется повышенная прочность: при большой окружной скорости, реверсивной нагрузке и т. п. Для асинхронных машин во всех случаях, когда диаметр ротора превышает 1000 мм, применяется шихтованная из отдельных листов вперекрой конструкция магнитного сердечника, насаженного на оребренный вал или промежуточный остов. Для явнополюсных синхронных машин при диаметре до 5000 *мм* магнитный сердечник ротора может быть массивным в виде кольца. Промежуточные остовы в таких случаях в зависимости от диаметра бывают разборными или неразборными: это решается транспортными соображениями (см. главу 9, табл. 9-17).

Поскольку магнитные сердечники явнополюсных синхронных машин могут быть массивными и, следовательно, цельными даже при относительно больших диаметрах, остовы таких роторов обычно могут иметь меньшую осевую жесткость, так как массивное кольцо обладает достаточной осевой жесткостью. Остов же шихтованного сердечника должен иметь несколько большую осевую жесткость. Поэтому в первом случае при одинаковых диаметре и длине остов может быть диском, а во втором — выполняется в виде двух- и трехдискового барабана (рис. 6-9).

Втулка такого ротора, насаживаемая на вал, как и наружная обечайка ротора синхронной машины, может быть литой, кованой или сварной; в последнем случае кольцевая деталь сгибается из толстого листа, проваривается в месте соединения и после отжига обрабатывается.

Шихтованные из отдельных листов магнитные сердечники укрепляются на остовах современных машин с помощью призматических и клиновых шпонок, для чего в сердечниках со стороны внутреннего диаметра штампуются прямоугольные пазы, а в остовах также обрабатываются соответствующие пазы. Пазы остова и сердечника обрабатываются дорнами (прошивками), сердечник нагревается до температуры, необходимой для получения расчетного натяга и расклинивается на остове, после чего концы клиньев завариваются. Эта технология крепления шихтованных сердечников (ободов) одинаково эффективна при диаметрах от одного метра до 15 *м* и длине сердечника от 0,2—0,3 до 2—2,5 *м*. Естественно, что сварной остов ротора должен обладать при такой конструкции достаточной радиальной жесткостью, чтобы обеспечить натяг сердечника (обода) при остывании последнего. При больших диаметрах, большой толщине листа и, следовательно, больших отверстиях для шпилек, стягивающих такой сердечник, возможно ослабление его посадки на остов за счет выборки зазоров в отверстиях и может потребоваться повторная расклиновка.

Общим конструктивным элементом для всех машин с горизонтальным расположением вала является радиальный подшипник, встроенный в щит или опирающийся на стояк. Сам по себе щит защищает внутреннее пространство закрытых, взрывозащищенных и герметических машин независимо от наличия в нем подшипника, причем щиты взрывозащищенных и герметических машин, рассчитанных на большое давление, обладают достаточной прочностью, чтобы размещение в них подшипниковых узлов не требовало дополнительного усиления.

Однако расположение подшипника на стояке дает одно очень важное преимущество: возможность обработки и центровки подшипника совершенно независимо от корпуса и, следовательно, возможность принципиально более высокой точности сборки, чем со щитовым подшипником, если вкладыш его не регулируется независимо. Поэтому в синхронных компенсаторах, например, стояковые подшипники встраиваются внутрь герметичного корпуса. Кроме того, имеется возможность опереть стояк подшипника крупной машины на отдельный фундамент и совершенно избежать передачи вибраций подшипника на корпус и корпуса на подшипник.

Торцевые щиты, закрывающие корпус горизонтальных машин при относительно небольших размерах, делаются методом литья и имеют соответствующие формы (рис. 6-1, а — д). При больших размерах изготовляются путем сварки из толстого листа; причем их жесткость обеспечивается радиальными ребрами и центральным кольцом, внутри которого монтируется подшипник или узел уплотнения и проходит вал. Щит центрируется в корпусе с помощью точно обработанного пояска-заточки, болты, соединяющие его фланец с фланцем корпуса, работают только на растяжение. При необходимости уплотнения корпуса в его фланце и фланце щита делаются пазы для уплотняющих прокладок.

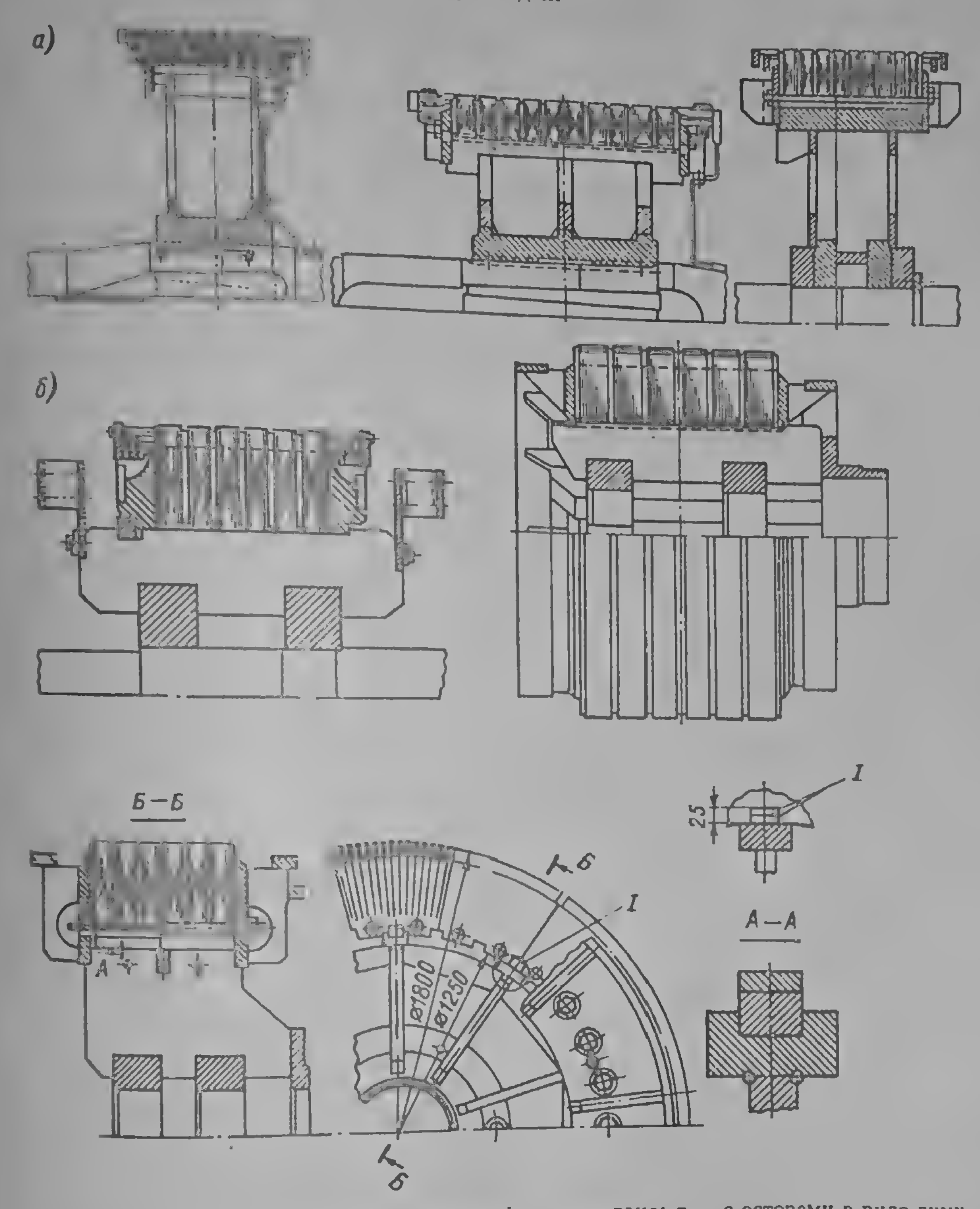


Рис. 6-9. Конструкции роторов машин переменного тока: а — с остовами в виде двух- и трехдискового барабана; б — с остовом из ребер и колец

Тип подшипника скольжения или качения, применяемого в электрических машинах, зависит в первую очередь от значения радиальной нагрузки и скорости вращения. Оба типа подшипников применяются в качестве щитовых и стояковых, радиальных и упорных. Требование малошумности может привести к замене подшипника качения подшипником скольжения в тех случаях, когда по нагрузке подшипник качения является вполне удовлетворительным; к аналогичной замене приводят другие эксплуатационные требования.

Подшипники качения могут иметь консистентную или жидкую смазку (первая наиболее удобна в эксплуатации), причем жидкая смазка обеспечивается как за счет только вращения вала и погружения части подшипника в масло (рис. 6-1), так и за счет подачи смазки на подшипник с помощью специально устроенных отверстий, что особенно важно в вертикальных

машинах. На рис. 6-10 показан пример радиально-опорного подшипникового узла вертикального асинхронного двигателя, вращающего вертикальный насос. Узел состоит из трех радиально-упорных подшипников, причем два верхних смазываются при вращении ротора за счет подачи смазки по Г-образным отверстиям во втулке. Недостатком такого строенного подшипникового узла является неопределенность в распределении нагрузки между отдельными подшипниками и невозможность регулировки.

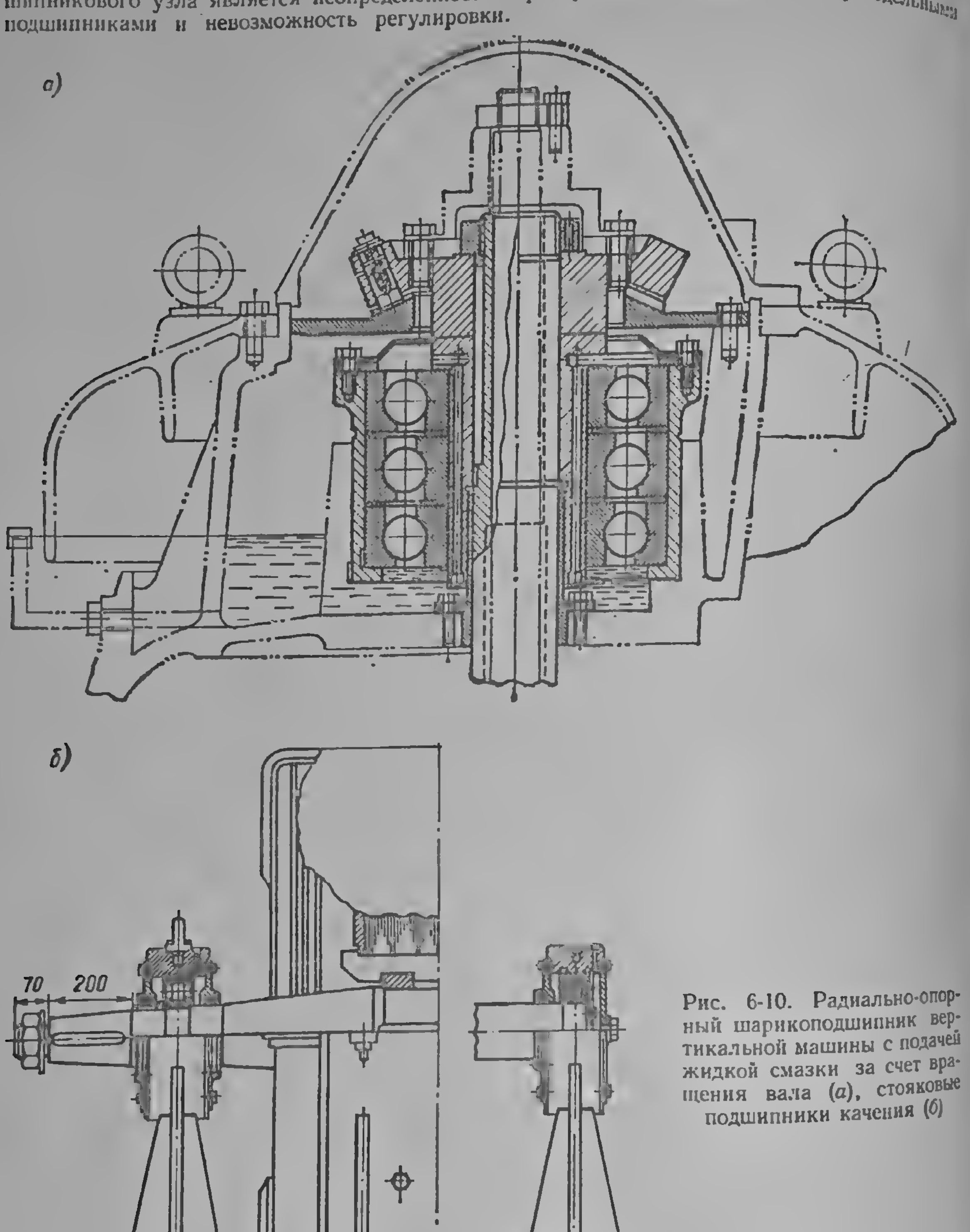


Рис. 6-10. Радиально-опорный шарикоподшипник вертикальной машины с подачей жидкой смазки за счет вращения вала (*а*), стояковые подшипники качения (*б*)

Несущая способность подшипника качения зависит от его размеров и свойств материалов и определяется на основе теории контактных деформаций.

Скорость вращения и наличие смазки при этом влияют на долговечность подшипника, но даже при перегрузке и отсутствии смазки пара трения качения мгновенно не разрушается.

Иначе обстоит дело с подшипником скольжения. Его несущая способность в большинстве практических случаев определяется наличием смазки между трущимися поверхностями.

В ограниченном числе случаев применяются подшипники скольжения, работающие без смазки. При этом пары трения их подбираются так, чтобы коэффициент трения был минимальным (например, твердые сплавы — фторопласт или карбиды), к тому же требуется высокое качество обработки поверхности и интенсивный отвод тепла во избежание разрушения пары трения от нагрева. По последней причине ограничиваются нагрузки и окружные скорости. Второй тип применяемых подшипников скольжения — со смазкой, входящей в состав материала

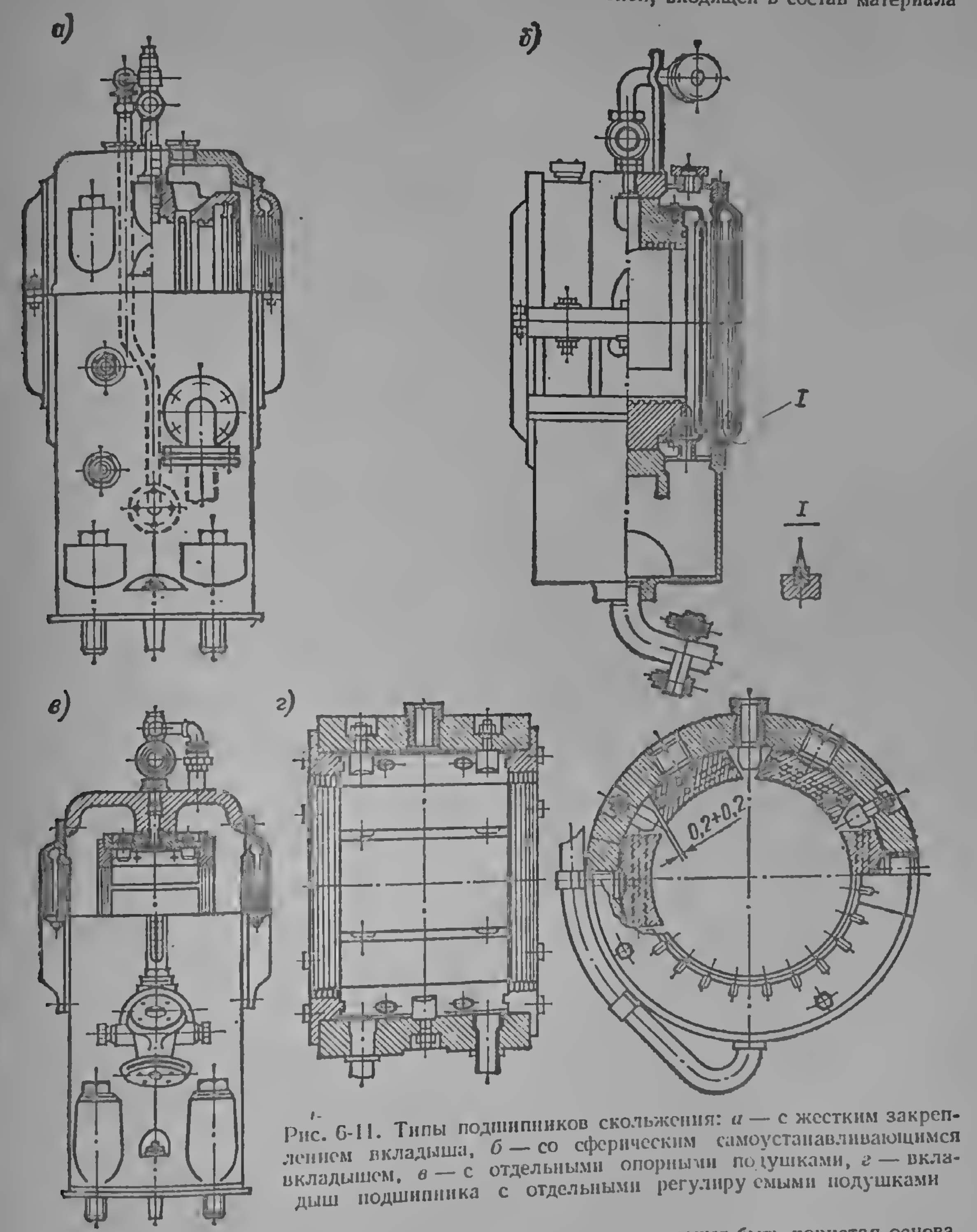
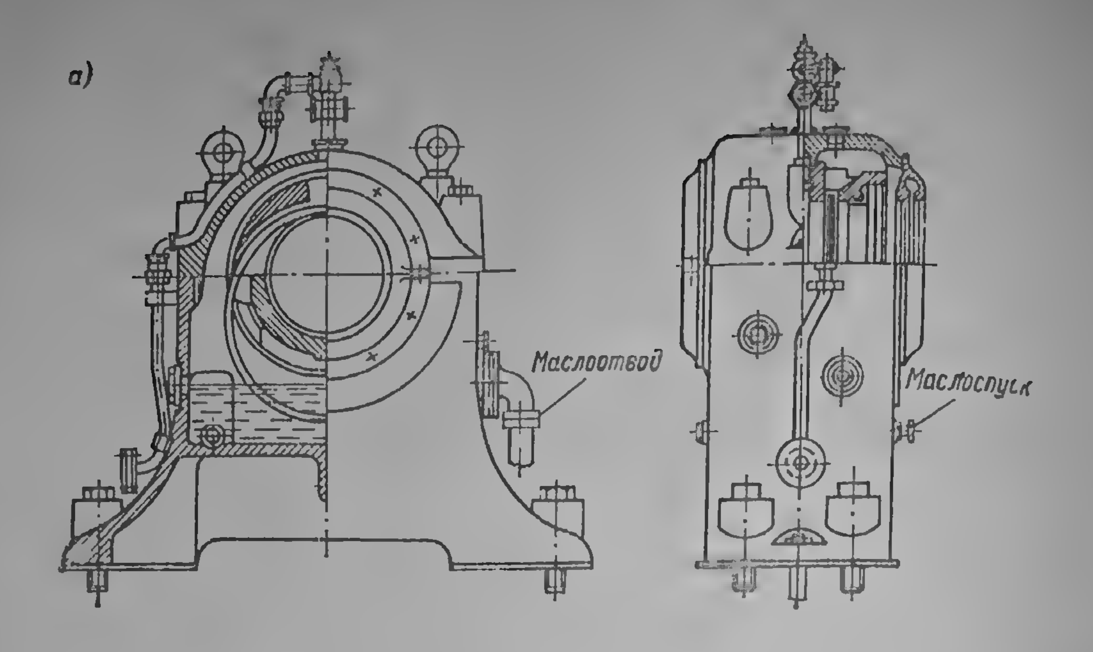
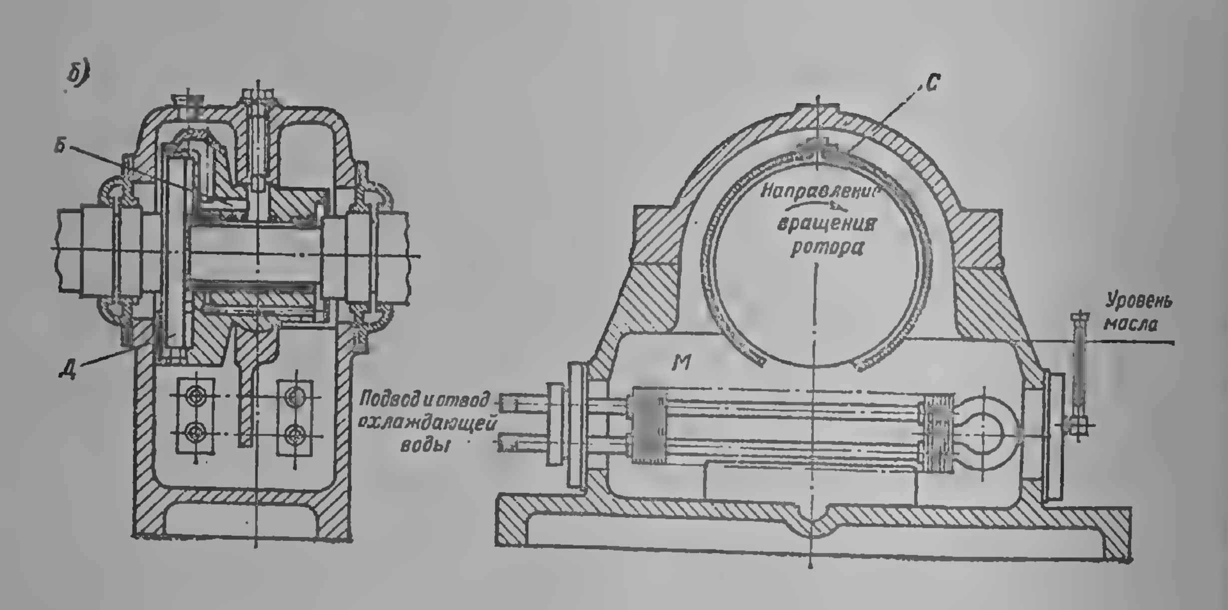


Рис. 6-11. Типы подшипников скольжения: *а* — с жестким закреплением вкладыша, *б* — со сферическим самоустанавливающимся вкладышем, *в* — с отдельными опорными подушками, *г* — вкладыш подшипника с отдельными регулируемыми подушками

поверхности трения (чаще всего это графит). Таким материалом может быть пористая основа, пропитанная графитом или, например, графитированный фторопласт и т. п. Первые два типа подшипников скольжения работают при сухом трении. Третьим типом подшипников скольжения, работающим на жидкостном или полужидкостном (при пуске и остановке) трении, является гидродинамический или газодинамический подшипник, в котором во время работы поверхности трения разделены слоем смазки, толщина которого превышает высоту микро- и макронеровностей этих поверхностей, и, следовательно, сухого трения не происходит. Этот слой смазки создается в гидродинамическом подшипнике за счет вращения одной из поверхностей трения, засасывающей смазку в промежуток между двумя поверхностями; при этом





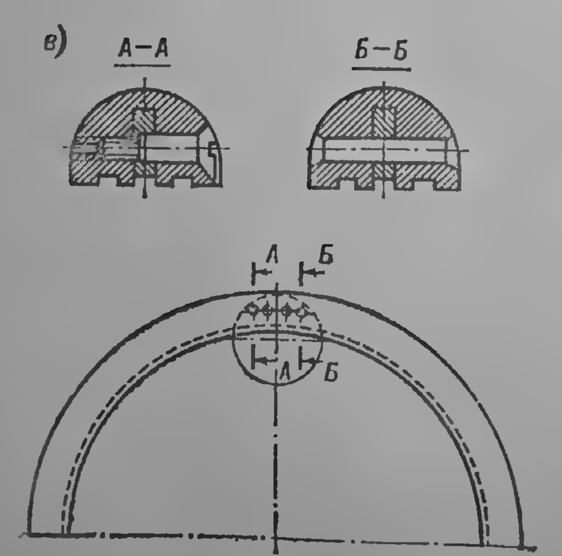


Рис. 6-12. Различные способы подачи смазки в подшипниках скольжения: *а* — принудительная и резервная кольцевая смазка; *б* — дисковая смазка; *в* — смазочное кольцо

Д — диск, *С* — скребок, *М* — масло, *Б* — смазочн[illegible] отверстие

...смазки создается давление, уравновешивающее внешнюю нагрузку. Следовательно, ...от подшипника качения увеличение окружной скорости подшипника скольжения ...личи... повышает его несущую способность. Четвертым типом подшипника скольжения ...ется так называемый гидростатический подшипник, в котором давление в слое смазки ...дается за счет внешних источников — насосов, подающих смазку на поверхность трения. ...от тип широко используется в быстроходных подшипниках с газовой смазкой. Возможна ...инация третьего и четвертого типов: подача смазки под давлением на поверхность трения при пуске и остановке (гидростатический подъем) и работа на гидродинамическом принципе при нормальной скорости вращения.

Наиболее распространенным видом смазки подшипников электрических машин является масло; в последнее время в связи с применением в качестве антифрикционных материалов фторопласта применяется также и вода.

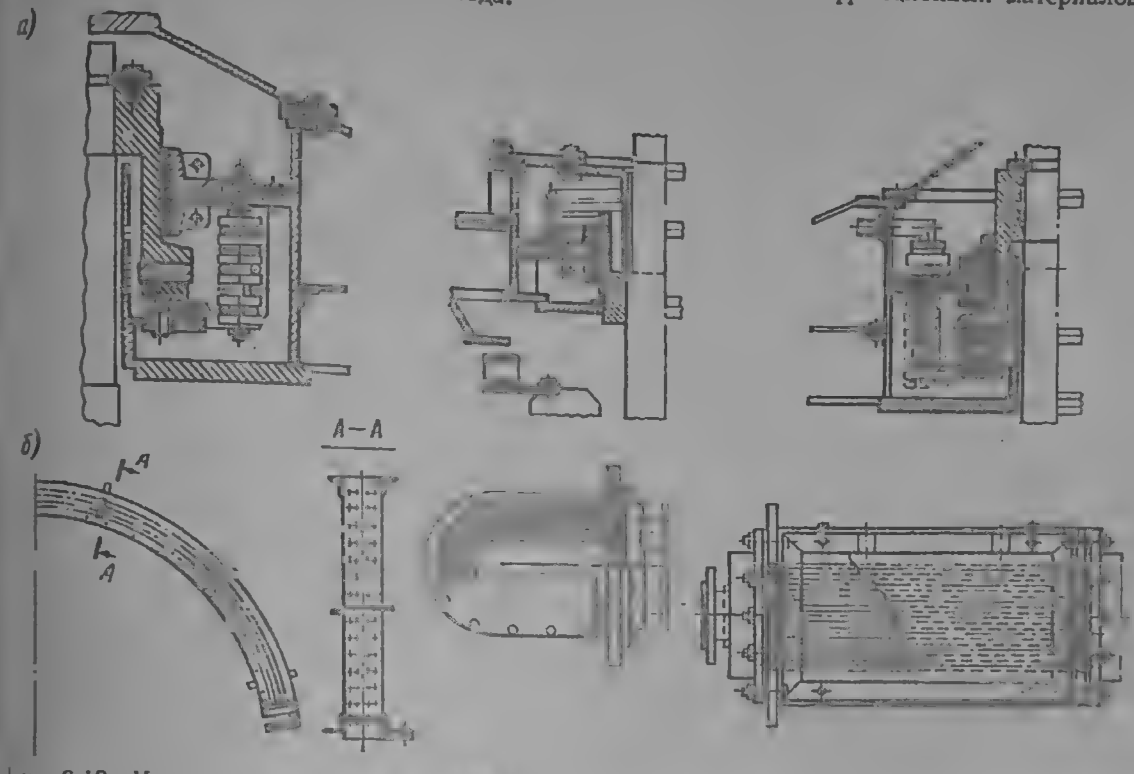


Рис. 6-13. Маслоохладители подшипников вертикальных машин: *а* — с относительно небольшим объемом масла в ванне, *б* — с большим объемом масла в ванне

В качестве материалов для пар трения применяются сталь—бронза, сталь—чугун и наиболее часто сталь—баббит. Сравнительно недавно стали применяться пары сталь—графитированный фторопласт и сталь—фторопласт, нанесенный на пористую бронзу. В сравнительно ...бо нагруженных подшипниках применяют вкладыши из прессованной древесины—лигностона. Баббитовое покрытие чрезвычайно облегчает процесс заливки, обработки и подгонки вкладышей, а также их ремонт в случае повреждения.

По типу вкладышей подшипников различают цельные цилиндрические или дисковые (для упорных) и разъемные, состоящие из отдельных подушек (каждая на своей опоре). Цилиндрические или дисковые вкладыши могут устанавливаться жестко или на шаровой опоре, т. е. иметь возможность смещения вокруг одной точки при деформациях вала (рис. 6-11).

Радиальные или упорные подшипники, состоящие из отдельных подушек, всегда делаются ... шаровых или пружинных опорах, для того, чтобы в процессе работы они могли занять нужное положение, способствующее образованию смазочного слоя. Кроме того, опоры отдельных подушек делают регулируемыми по высоте для возможности наиболее равномерного распределения нагрузки между ними.

В радиальных подшипниках такого типа горизонтальных машин иногда нижняя половина подшипника отличается от верхней размерами и типом опор: верхние подушки служат только для регулировки зазора, в то время как нижние несут всю нагрузку (см. рис. 9-66).

Гидродинамические подшипники отключаются по способу циркуляции масла: хотя масло и засасывается в пространство между поверхностями трения под действием вращения, его ...о еще подвести к этим поверхностям. Удобнее всего для этой цели погрузить весь подшипник или хотя бы часть его в масло, что почти всегда делается в вертикальных машинах (см. ...ы 8 и 9) и возможно при шарикоподшипниках, когда диаметры подшипника и вала сильно ...личаются. Но в горизонтальных машинах с подшипниками скольжения диаметры шейки и выходящего из подшипника вала отличаются незначительно; в этом случае масло будет на...ться выше уровня лабиринтных уплотнений вала и после остановки машины начнет про...чиваться через лабиринты. Применение сальников усложнит конструкцию и сделает ее ...надежной. Поэтому обычно уровень масла в подшипнике горизонтального вала разме-

щается ниже лабиринтного уплотнения, а смазка подается в верхнюю часть подшипника с помощью различных приспособлений: насоса, установленного вне подшипника и прокачивающего масло через охладители, откуда оно по трубопроводу поступает в подшипник (рис. 6-11 и

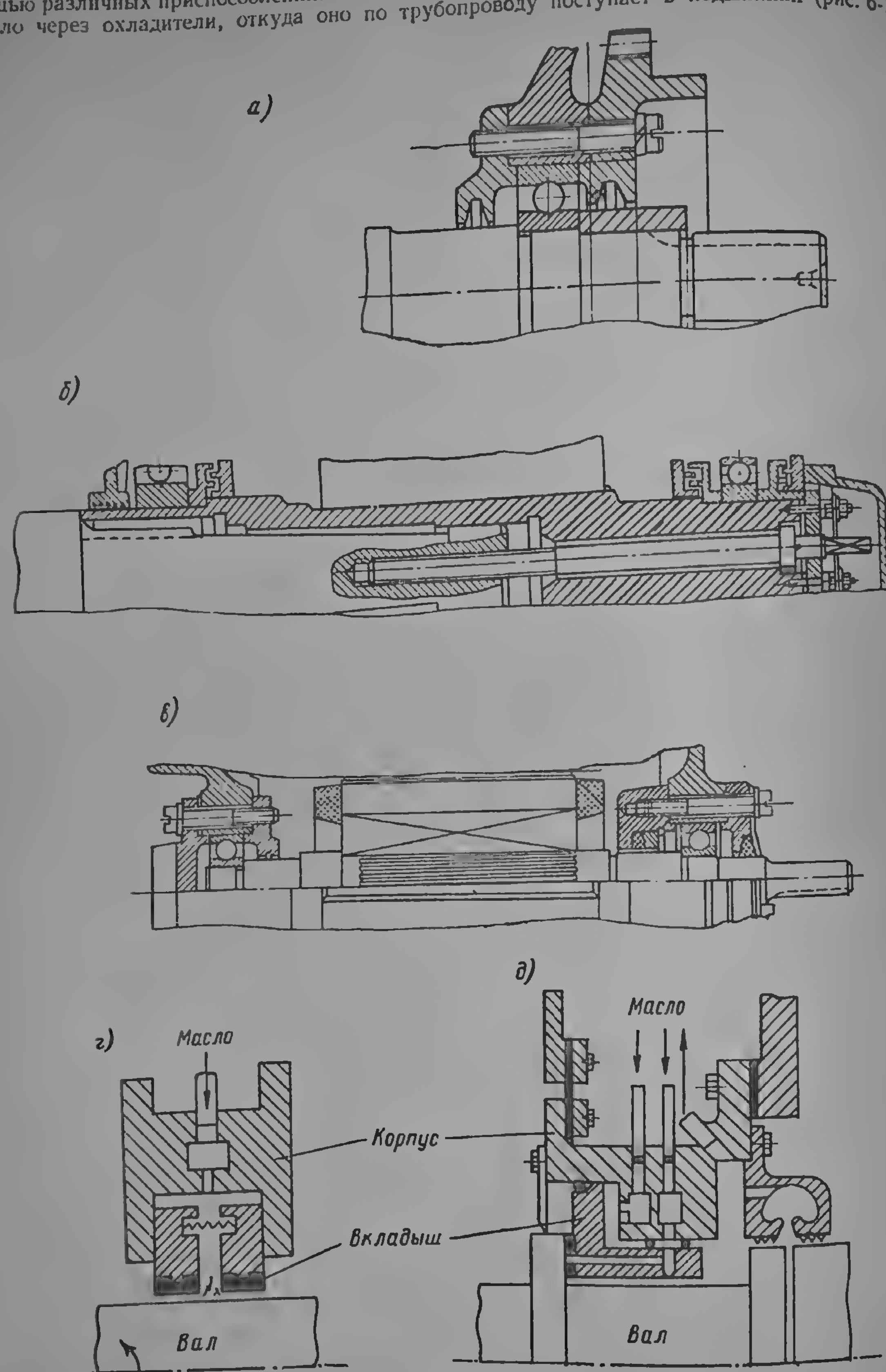


Рис. 6-14. Различные типы уплотнений: *а* и *б* — лабиринтное; *в* — сальниковое; *г* — гидравлическое радиальное; *д* — гидравлическое торцевое

6-12, *а*), смазочных колец, надетых на вал машины и нижней частью погруженных в масло (рис. 6-12, *а*), дисков, насаженных на вал и также погруженных в масло, причем в верхней части подшипника масло с диска снимается специальным скребком (рис. 6-12, *б*), и т. п. Для повышения надежности комбинируются принудительная циркуляция и кольцевая подача смазки (рис. 6-12, *а*): в случае отказа первой вторая некоторое время обеспечит работу под-

шипника. При отсутствии внешней циркуляции для охлаждения масла в крупных подшипниках применяются встроенные охладители (рис. 6-13). Естественно, что во всех случаях, когда это возможно, конструкторы предпочитают самосмазку без внешней циркуляции масла.

Подшипники, так же как и корпуса закрытых, а тем более взрывозащищенных и герметических машин, снабжаются уплотнениями, препятствующими обмену средой между внутренним и внешним пространством (по отношению к уплотнению): вытеканию масла, попаданию пыли, просачиванию газа, жидкости и т. п. Уплотнения неподвижных деталей достигаются помещением в соединение различного рода прокладок, из которых наиболее часто применяются резиновые, а на большие давления — металлические прокладки.

Уплотнения вращающихся валов можно разделить на три типа: лабиринтные, сальниковые и гидравлические.

В лабиринтном уплотнении (см., например, уплотнение любого подшипника) среда (газ, масло и т. п.) отбрасывается центробежными силами, возникающими при вращении вала, во впадины между выступами (ножами) лабиринта, и тем самым ее продвижение через зазор между выступами и валом затрудняется (рис. 6-14, *а*, *б*).

При заданной разности давлений утечка газа на единицу площади зазора лабиринта примерно обратно пропорциональна корню квадратному из числа камер. Наилучшие результаты дает двусторонний лабиринт, в котором выступы и впадины имеются как на валу, так и на крышке и входят друг в друга.

Сальниковые уплотнения типа манжет или колец (рис. 6-14, *в*), допускают в ряде случаев поджим по мере износа с помощью пружин и тому подобных приспособлений. Уплотнение достигается за счет большого гидравлического сопротивления малого зазора между валом и сальником. Однако при отсутствии зазора трение вала о сальник вызывает значительный нагрев и может привести к разрушению сальника.

6-3. ВОПРОСЫ КОНСТРУКЦИИ, СВЯЗАННЫЕ С СИСТЕМОЙ ОХЛАЖДЕНИЯ

Долговечность электрической машины, а также продолжительность ее безремонтной работы определяется в большинстве случаев сроком службы электрической изоляции, который в свою очередь существенно зависит от рабочей температуры.

На практике применяются две основные системы высоковольтной изоляции: слюдосодержащая и бумажно-масляная. Первая представляет собой многослойную композицию из бумажных или стеклянных лент (на поверхность которых нанесен слой щипаной слюды или слюдинита), пропитанную органическим лаком или компаундом — связующим. Связующее может быть термопластичным (размягчаться под действием температуры) или термореактивным. Слюда обеспечивает электрическую прочность изоляции, подложка и связующее — ее механическую прочность и теплостойкость. Современные связующие обладают нагревостойкостью в пределах 130—180° С, однако расчетная температура обмотки не может достигать таких пределов вследствие возможности местных отклонений температуры из-за технологических погрешностей и неточностей расчета.

В бумажно-масляной изоляции электрическая прочность обеспечивается трансформаторным маслом или другим жидким диэлектриком, бумага в виде нескольких слоев ленты играет роль барьера и обеспечивает прочность и конструктивные размеры. Теплостойкость такой изоляции и ее рабочая температура, как правило, определяются прочностью и теплостойкостью жидкого диэлектрика.

Для низковольтных машин применяется твердая изоляция, не содержащая слюды, теплостойкость ее также определяется применяемыми материалами.

Работа изоляции на предельных температурах невыгодна с точки зрения ее долговечности. Для высоковольтной слюдосодержащей изоляции электрических машин известно эмпирическое, так называемое десятиградусное правило: если температуру изоляции повысить на 10 *град*, то срок ее службы снизится вдвое. Поэтому нормы и правила предусматривают предельные значения температур обмоток более низкие, чем предельные температуры изоляционных композиций.

Предельные рабочие температуры неизолированных частей электрической машины определяются, во-первых, теплостойкостью материалов этих частей, и, во-вторых, тем, насколько нагрев данной части повышает нагрев электрической изоляции. Кроме расчета температур для установившихся режимов, важно учитывать температуры при перегрузках. Так, например, температура короткозамкнутой медной обмотки ротора машины переменного тока в режимах пуска ограничивается значением 400° С, так как при температуре более 500° С медь резко изменяет свои прочностные характеристики. Температура подшипника ограничивается теплостойкостью и вязкостью масла. Температура детали, сопряженной с другой деталью с помощью посадки с натягом, не должна достигать значений, при которых может наступить разъединение деталей. Наконец, температура узлов машины, доступных для обслуживающего персонала, не должна превышать безопасных значений.

Поддержание рабочей температуры узлов машины в определенных пределах обеспечивается системой охлаждения.

По способу отвода тепла различают системы косвенного и непосредственного охлаждения: в первых отвод тепла осуществляется с поверхности корпуса или сердечника, а также с открытых поверхностей обмоток (лобовых частей); во вторых отвод тепла осуществляется еще и непосредственно от проводников обмоток.

По типу хладоагента различают газовые и жидкостные системы, а по типу теплопередачи выделяют из жидкостных еще и испарительные (в последних хладоагент полностью или частично испаряется в процессе теплопередачи).

По этой классификации охлаждение обмотки ротора путем пропускания жидкости по каналам в зубцах сердечника ротора будет косвенным жидкостным, а охлаждение обмотки газо-жидкостной эмульсией, проходящей по каналам в обмотке, где часть жидкости испаряется, будет непосредственным испарительным жидкостным охлаждением.

Часто применяемый термин «форсированное охлаждение» означает резкое увеличение интенсивности теплообмена.

В системах с косвенным газовым охлаждением различают еще машины с разомкнутым и замкнутым циклом вентиляции, а также с самовентиляцией (источником напора является ротор машины и установленные на нем вентиляторы) и с принудительной вентиляцией (источником напора является отдельно питаемый вентилятор). Поскольку уже появились системы непосредственного охлаждения обмоток ротора водой, в которых источником напора является как сам ротор, так и отдельный насос, и поскольку существуют двигатели, работающие в воде (погружные), охлаждаемые как проточной водой, так и водой, циркулирующей по замкнутому контуру мы расширим эти понятия и будем пользоваться терминами «циркуляция хладоагента по замкнутому (разомкнутому) контуру» и «самоциркуляция» или «принудительная циркуляция хладоагента».

С этой точки зрения охлаждение рубашки сердечника статора электродвигателя водопроводной водой будет охлаждением с принудительной циркуляцией хладоагента по разомкнутому контуру.

Границы применения различных систем охлаждения теоретически определяются наибольшими возможными коэффициентами теплопередачи и мощностью, затрачиваемой на отвод 1 *квт*-потерь. Особенности конструкции, определяемые системой охлаждения, заключаются в способе циркуляции хладоагента, форме поверхностей теплопередачи, конструкции вспомогательных устройств и т. д.

1. Машины с косвенным газовым охлаждением (или косвенным жидкостным охлаждением, если среда, заполняющая машину — жидкость). Основными типами циркуляции хладоагента являются радиальная, аксиальная и смешанная системы циркуляции. Первая в чистом виде осуществляется только на машинах достаточно большого диаметра с раздачей воздуха из ротора (причем здесь вентиляторы на торцах ротора не увеличивают заметно общего расхода воздуха и служат для лучшей организации потока в торцевой зоне) по типу, указанному на рис. 6-15, *а*; в остальных случаях основное радиальное движение газа сопровождается его значительным осевым перемещением, т. е. имеет место смешанная циркуляция. Такие случаи для синхронных машин показаны на рис. 6-15 *б*, *в* и *г*, причем в случаях *б* и *г* вентиляторы на торцах ротора направляют воздух внутрь машины и усиливают радиальное вентилирующее действие полюсов, в случае же *в* вентиляторы прогоняют осевой поток воздуха между полюсами с одной стороны машины на другую. В схеме *г* воздух из лобовых частей статора проходит под нажимные гребенки на спинку статора и после этого отходит из корпуса, а в схемах *б* и *в* камеры лобовых частей открыты.

Аналогично на рис. 6-16, *а*—*в* показаны схемы радиальной вентиляции крупных асинхронных машин с осевыми каналами в роторе, а на рис. *г*, *д* — со свободным входом воздуха в остов ротора; в обоих случаях достаточно сильно вентилирующее действие торцов ротора. Радиальные схемы циркуляции газа в машинах с короткими сердечниками без подразделения на пакеты практически всегда двусторонние: воздух подается с обоих торцов, в сердечниках, подразделенных на большое количество пакетов, встречаются схемы с односторонней подачей воздуха. В схемах с радиальной циркуляцией газа основными поверхностями теплопередачи являются поверхности радиальных каналов, зазора, торцов и т. п. Чисто осевые схемы циркуляции газа (рис. 6-17) требуют дополнительного источника напора, так как сам ротор, как правило, не может обеспечить необходимого для циркуляции напора, как в радиальной схеме. Такими источниками являются установленные на валу или пристроенные к машине вентиляторы. В схемах с осевой циркуляцией газа основными поверхностями теплопередачи являются стенки осевых каналов, поверхности воздушного зазора, а также торцевые поверхности машины.

С точки зрения затрат энергии на охлаждение (вентиляционных потерь) выбор схемы охлаждения имеет принципиальное значение. Вентиляционные потери складываются из потерь на трение ротора о газ или жидкость и на трение масс газа в торцах ротора о неподвижные части машины (вследствие закручивания их ротором), мощности, расходуемой непосредственно на циркуляцию газа по вентиляционной цепи и зависящей от его расхода и гидравлического сопротивления этой цепи, из кинетической энергии массы газа, проходящей через ротор (закрученной до окружной скорости) и воздушный зазор (закрученной до половины окружной скорости).

Учет такого разделения потерь показывает, что в машинах с большой окружной скоростью или работающих в среде повышенной плотности (газ под большим давлением, жидкость) невыгодно пропускать хладоагент, охлаждающий статор, через ротор и зазор, а выгодно разделить два основных потока хладоагента, сведя к минимуму его циркуляцию через ротор и зазор, закручивание и потери энергии. Такое разделение особенно удобно при осевой циркуляции хладоагента.

Уменьшение потерь на циркуляцию хладоагента достигается укорочением его путей и увеличением сечения, а это приводит к многоструйным системам циркуляции. Наиболее узкие участки гидравлической цепи, например зазор, разбиваются на отрезки по длине, и эти отрезки в схеме циркуляции включаются параллельно (см. главу 7). Наконец, уменьшение потерь на трение достигается улучшением формы обтекаемых поверхностей.

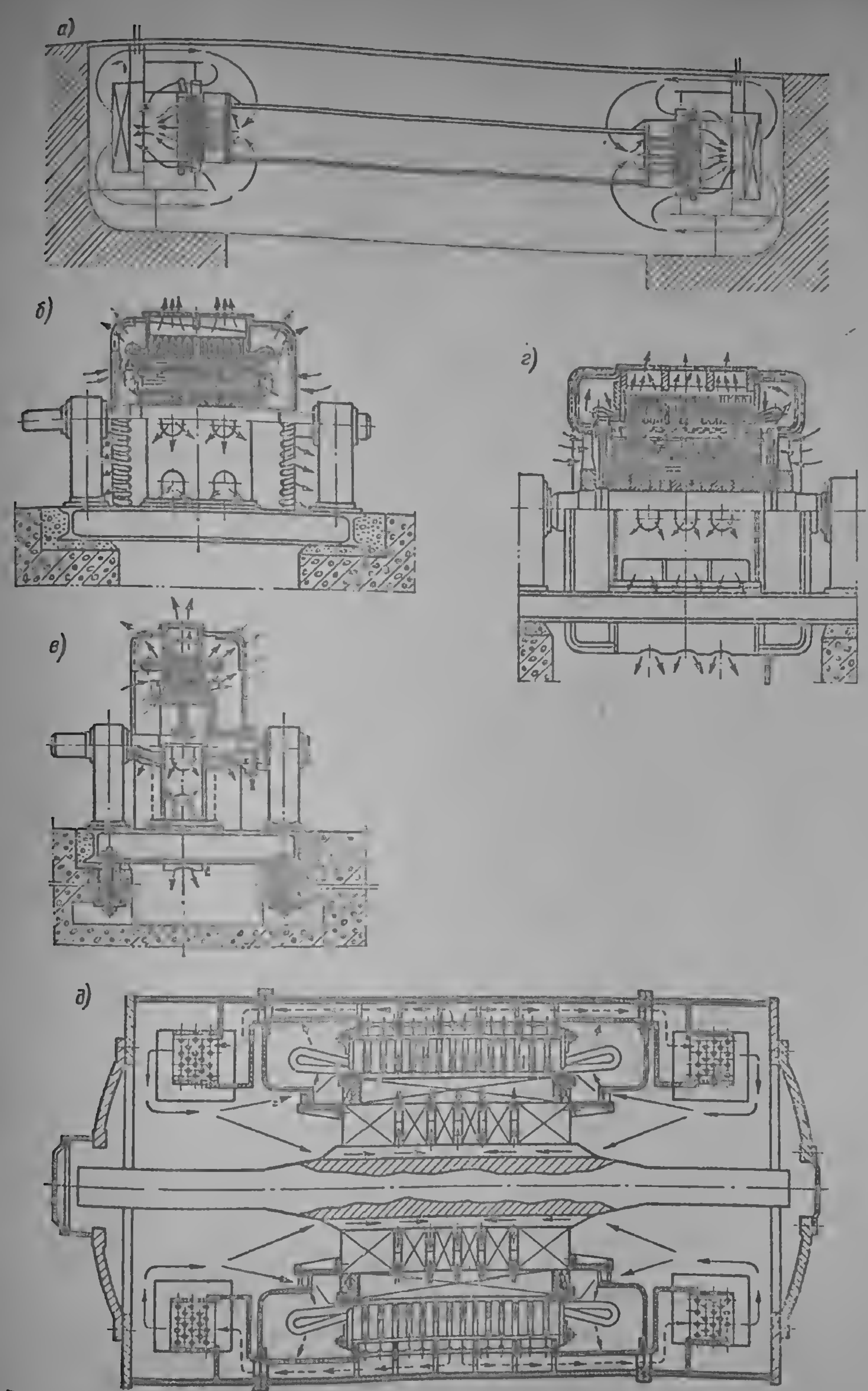
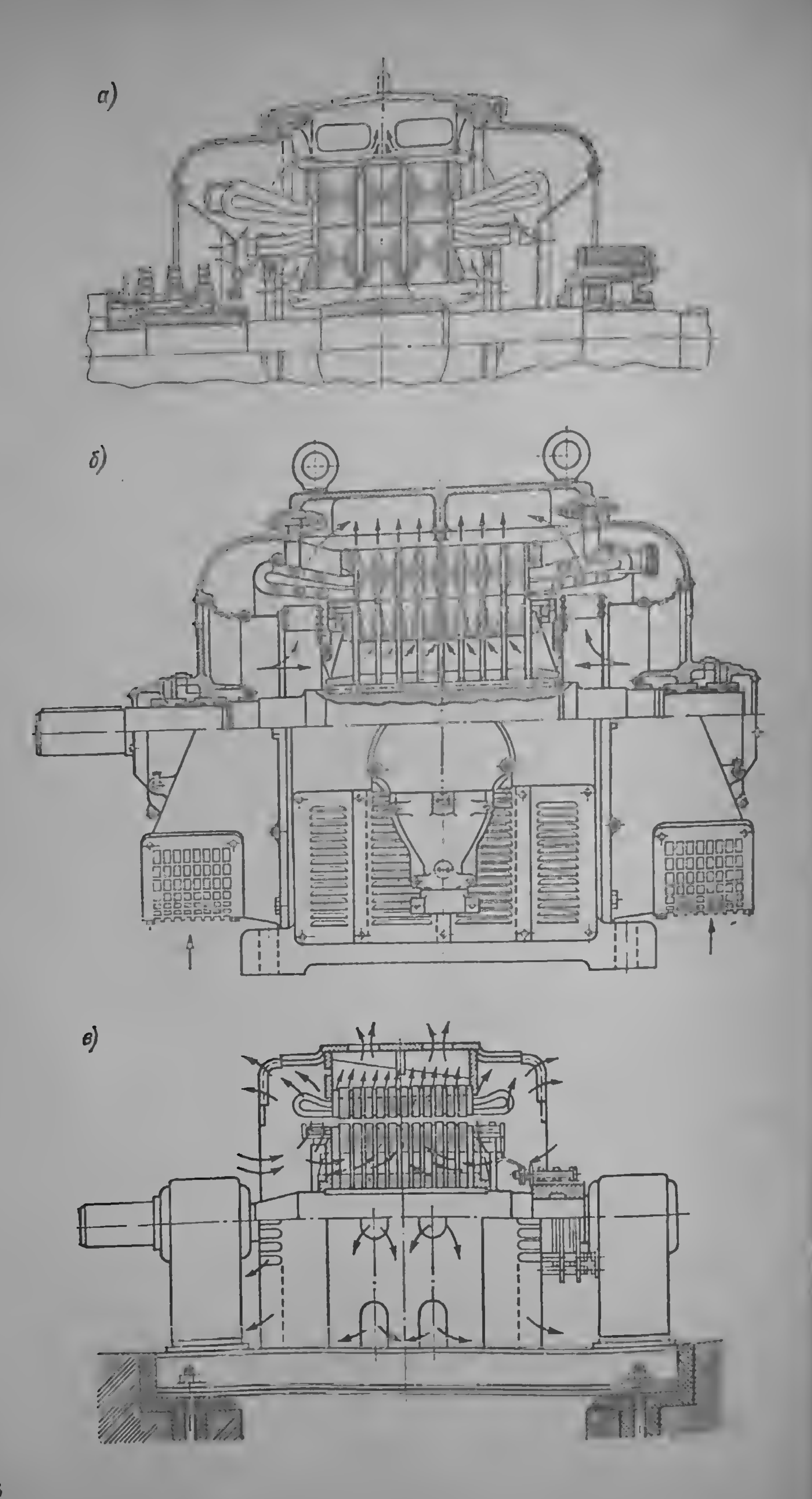


Рис. 6-15. Системы радиальной и радиально-осевой циркуляции газа: *а* — чисто радиальная циркуляция; *б* — радиально-осевая циркуляция, двусторонняя подача газа, ковшевые вентиляторы; *в* — радиально-осевая циркуляция, односторонняя подача газа, радиальные вентиляторы и дефлекторы; *г* — радиально-осевая циркуляция, двусторонняя подача газа, осевые вентиляторы; *д* — радиальная циркуляция, осевая подача газа, осевые вентиляторы


а)
б)
в)

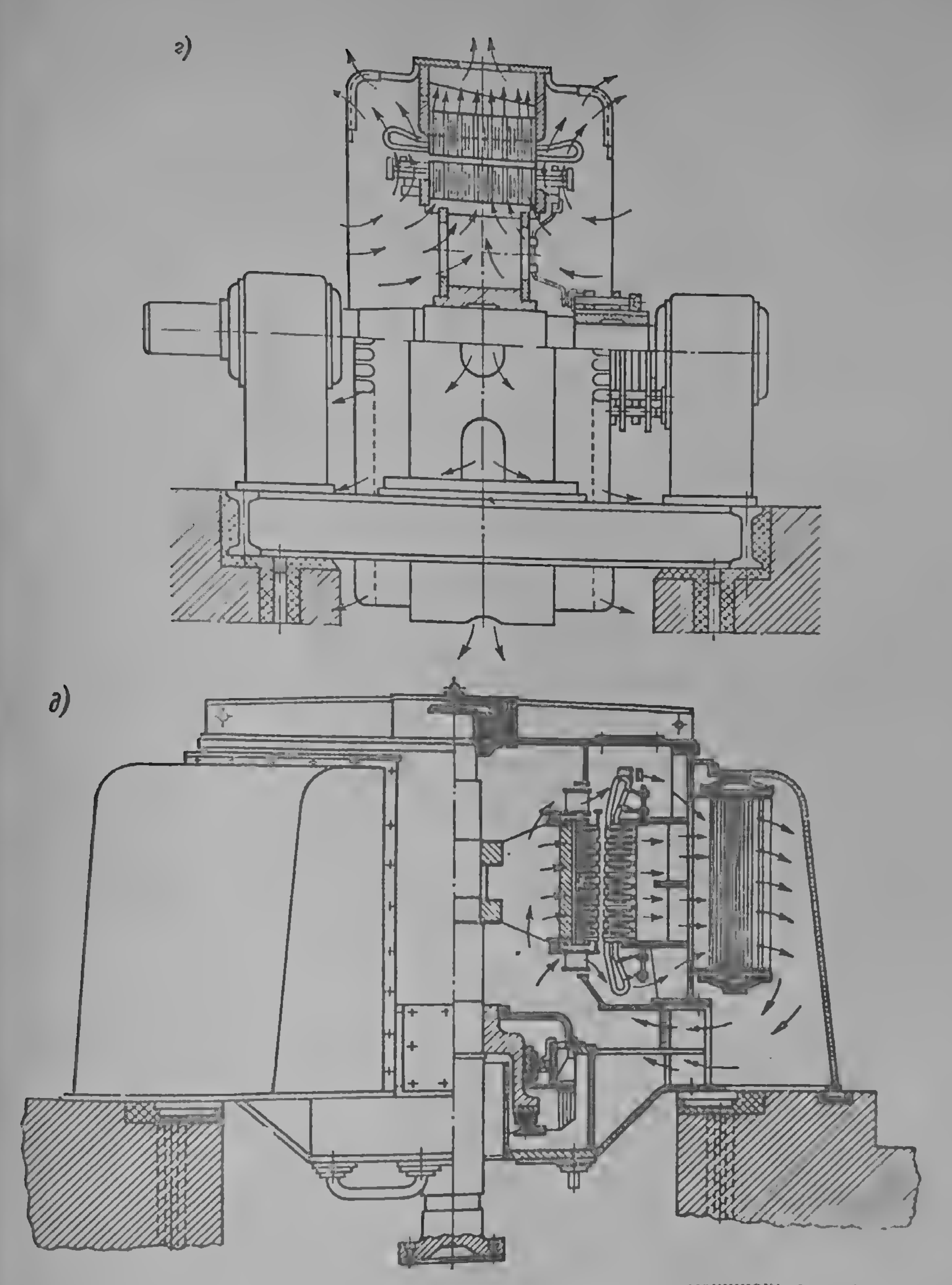


Рис. 6-16. Схемы радиальной циркуляции газа в асинхронных машинах: *а* — открытая машина, двусторонняя подача газа с торцов; *б* — защищенная машина, подача газа с торцов; *в* — открытая машина, подача газа с торцов по осевым каналам в роторе; *г* — подача газа в остов ротора с двух сторон; *д* — односторонняя подача газа в остов ротора

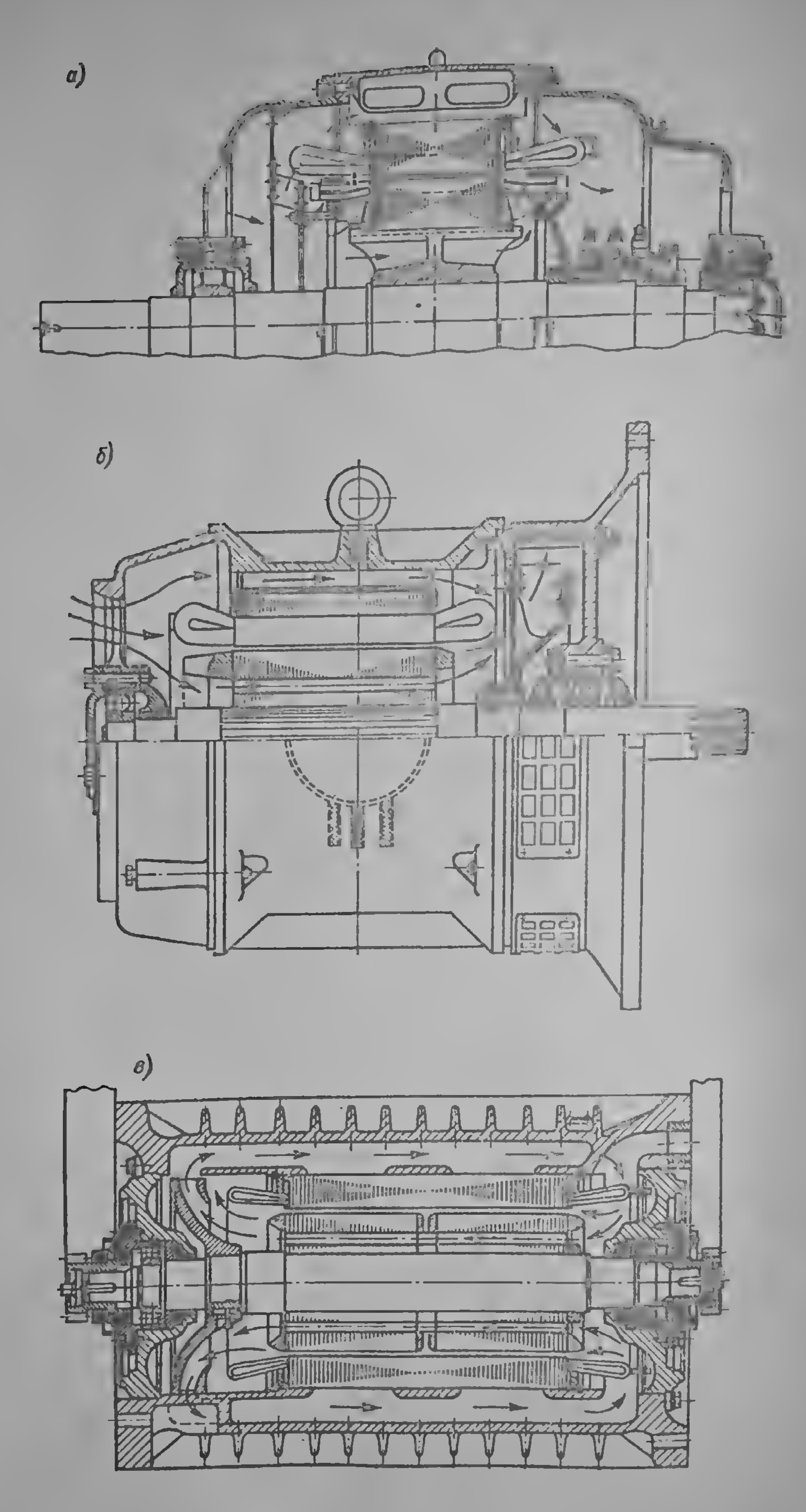


Рис. 6-17. Схемы осевой циркуляции газа: *а* — открытая машина, *б* — защищенная машина; *в* — взрывобезопасная машина (замкнутая система)

Теплообмен при охлаждении электрической машины может осуществляться:

1) с окружающей средой, проходящей через машину (машины с разомкнутой вентиляцией);

2) с окружающей средой, охлаждающей корпус машины снаружи (обдуваемая машина с замкнутой внутренней вентиляцией);

3) с промежуточным жидким или газообразным хладоагентом, подаваемым внутрь машины или заполняющим ее полость, и с тем же или другим хладоагентом, осуществляющим передачу тепла в теплообменниках (например, водород, заполняющий корпус турбогенератора и охлаждающий его активные части, в свою очередь охлаждаемый в водяных газоохладителях).

Для циркуляции хладоагента внутри и вне машины предусматриваются источники напора — вентиляторы или насосы с направляющими аппаратами, диффузорами и тому подобными устройствами, улучшающими их работу. В настоящей книге мы не рассматриваем подробно вентиляционного и гидравлического расчета электрических машин, отсылая читателя к специальной литературе [1-2, 2-9], отметим только два обстоятельства.

Выбор между двумя возможностями привода вентиляторов — установкой их на валу машины или вращением от независимо питающегося двигателя — определяется, во-первых, потерями в самих вентиляторах и, во-вторых, режимом работы машины: при переменной скорости вращения (например, синхронные или асинхронные машины в схемах частотного привода) не всегда обеспечивается требуемый по потерям в машине расход воздуха при расположении вентиляторов на валу. Недостаток отдельного источника напора для принудительной циркуляции хладоагента только один — некоторое снижение надежности вследствие появления лишнего элемента схемы.

В электрических машинах применяются два основных типа вентиляторов: радиальные с прямыми, отогнутыми вперед или назад лопатками и осевые (с лопаткой крыловидного сечения). Первый тип вентиляторов применяется в машинах практически любого типа, но для создания напора с помощью радиальной лопатки необходима известная разность окружных скоростей на входе и выходе вентилятора, иначе говоря, в машинах очень большого диаметра требуется радиальный вентилятор с лопатками большой длины. Во втором типе вентилятора увеличение ширины лопатки для повышения его производительности встречает технологические трудности.

В качестве теплообменников в электрических машинах чаще всего применяются трубные теплообменные аппараты (см., например, рис. 6-13), в которых оребренные или гладкие водяные трубы обтекаются поперечным потоком газа (в случае газообразного первичного хладоагента) или масла (в ваннах подшипников и подпятников). При непосредственном охлаждении полых проводников обмоток дистиллированной водой последняя протекает по трубкам из нержавеющей стали, а охлаждающая ее техническая вода — снаружи этих трубок в камере теплообменника. Обычно конструкции теплообменных аппаратов, их труб, трубных камер и досок нормализованы и при разработке машины производится подбор ближайшего по мощности аппарата. Водяные трубы газоохладителей снабжены развитым оребрением и в настоящее время изготовляются преимущественно цельнокатаными.

Особый вид составляют машины с косвенным жидкостным охлаждением, о которых упоминалось выше. Это двигатели бессальниковых насосов, электробуров, артезианских насосов и тому подобных устройств, где ротор или ротор и статор погружены в жидкость, заполняющую корпус машины (см. рис. 8-34). Как правило, в таких машинах выгодно снижать окружную скорость (уменьшаются механические потери), а также применять осевую циркуляцию хладоагента с минимальным расходом жидкости через ротор и зазор. Радиальная циркуляция в таких машинах не применяется, а осевая в необходимых случаях обеспечивается специальным насосом-импеллером. Благодаря хорошей теплопередаче удается повысить электромагнитные нагрузки и за счет этого уменьшить диаметр, не ухудшая существенно рабочих характеристик. В некоторых случаях удается вообще избежать циркуляции жидкости внутри этих машин, обеспечив передачу тепла только за счет теплопроводности. В аналогичных условиях находятся также двигатели приводов компрессоров, работающие в атмосфере азота под давлением до 300 ат.

2. Машины с газовым и жидкостным непосредственным охлаждением. Основной конструктивной особенностью этих машин является подвод хладоагента непосредственно к токоведущим, а следовательно, к находящимся под напряжением частям. В этом случае струя хладоагента (если вся цепь его циркуляции не изолирована от земли на полное напряжение), заключенная между обмоткой и ближайшим заземленным элементом, должна выдерживать полное напряжение этой обмотки относительно земли. В связи с этим естественно свести к минимуму число подводов и отводов хладоагента высоковольтных обмоток, с тем чтобы ограничить токи утечки при жидкостном охлаждении и вероятность пробоя в месте подвода. Уменьшение количества подводов ограничено только длиной канала и связанным с ней давлением на входе в систему охлаждения. В обмотках индукторов, где номинальные напряжения значительно ниже, количество подводов и отводов хладоагента можно увеличить до тех пор, пока это конструктивно возможно. Здесь непосредственное охлаждение проводников газом имеет известные преимущества перед жидкостным охлаждением, так как не требует герметизации подводов и, следовательно, позволяет увеличить их количество и повысить эффективность системы охлаждения при ограниченном напоре.

Поскольку все системы непосредственного охлаждения проводников применяются в турбогенераторах и описаны в главе 7, ограничимся здесь только принципиальными замечаниями.

Источником напора в системах непосредственного газового охлаждения статора является компрессор достаточно высокого давления, в системах водяного охлаждения — насос. В системах непосредственного газового охлаждения ротора с продольными подпазовыми каналами (см. главу 7) радиальные отверстия в проводниках сами являются источниками напора, при большой длине машины этот напор недостаточен и требуется дополнительный напорный элемент (вентилятор). В системах с заборниками используется скоростной напор самого ротора. В системах непосредственного газового охлаждения роторов явнополюсной машины (см. главу 9) с каналами в витках обмотки источником напора также является сам ротор.

Дополнительным или основным источником напора может являться ротор и при непосредственном жидкостном охлаждении, если подачу и слив осуществлять на разных уровнях. Если даже подача и слив осуществляются на одном уровне, но подогрев жидкости в роторе достаточно велик, дополнительный напор появляется за счет разности плотностей холодной и нагретой жидкостей. Эти обстоятельства требуется учитывать при проектировании, так как в быстроходных роторах с непосредственным охлаждением требуемый избыточный напор достаточно велик, даже при относительно небольшой длине цепи по воде.

Конструкция подвода воды к обмотке ротора должна по возможности противостоять большому давлению, вибрациям и изменениям температуры при резких изменениях тока во время переходных процессов. Желательно, чтобы вибрации вала не передавались на соединение между обмоткой и водораспределительной камерой, а также чтобы в соединении имелась возможность компенсации деформации и износа уплотнения.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ

7-1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Непрерывный прирост производства электроэнергии в наиболее развитых странах мира достигается в значительной степени за счет увеличения установленной мощности на крупных тепловых электростанциях. Производство электроэнергии в некоторых странах мира в 1970 г. было следующим:

Страна	США	СССР	Япония	Англия	ФРГ	Франция
Млрд.квт·ч/год . .	1700	740	280	241	234	149

Из этого количества электроэнергии на тепловых электростанциях, использующих органическое топливо, было выработано в СССР 84%, в США 83%, а в таких странах, как Англия, Бельгия, Голландия — практически 100%.

Производство электроэнергии на гидроэлектростанциях, как правило, обходится дешевле, чем на тепловых электростанциях. Однако на сооружение ГЭС требуется гораздо больше материальных затрат и времени, чем на сооружение тепловой станции той же мощности. Но решающим является, конечно, то обстоятельство, что гидроресурсы во многих странах оказываются ограниченными. Гидроэнергетика играет решающую роль в таких странах, как Швейцария, Исландия и Канада, где выработка электроэнергии на гидростанциях составляет 85—99,7%.

Изменение установленной мощности по годам на электростанциях Советского Союза представлена в табл. 7-1.

Таблица 7-1

Рост установленной мощности на электростанциях Советского Союза

Год	Суммарная установленная мощность, *Мвт*	Установленная мощность ТЭС		Установленная мощность ГЭС	
		Мвт	%	*Мвт*	%
1945	11 100	9 900	90	1 200	10
1950	19 600	16 400	84	3 200	16
1955	37 300	31 300	84	6 000	16
1960	66 700	55 200	78	14 500	22
1965	110 000	88 000	80	22 000	20
1970	166 000	—	—	—	—

В настоящее время кроме паровых электростанций, использующих органическое топливо, главным образом уголь, нефть, мазут или газ, получают все большее развитие электростанции, использующие атомную энергию. Пока еще установленная мощность таких станций относительно невелика. В настоящее время за счет ядерных ресурсов покрывается менее 1% мирового потребления энергоресурсов, тем не менее это — важный зародыш нового направления в энергетике. Атомные станции укомплектовываются турбогенераторами.

Здесь характерным является то, что у некоторого типа ядерных реакторов, которые находят применение в Европе и США, начальные параметры пара оказываются существенно более низкими, чем у современных тепловых электростанций на органическом топливе. Параметры свежего пара на электростанциях с органическим топливом обычно составляют 160—240 *кгс/см²*, 540—560° С, в то время как для водо-водяных атомных реакторов эти параметры — 60—70 *кгс/см²* и 250—300° С.

Это обстоятельство приводит к экономической целесообразности применения турбин на скорость вращения 1500 *об/мин* в Европе и 1800 *об/мин* в США вместо скорости вращения 3000 *об/мин* и 3600 *об/мин* на обычных тепловых станциях. В связи с этим вновь начали получать применение 4-полюсные турбогенераторы, причем достаточно большой мощности.

Таблица 7-2

Удельные капиталовложения и стоимость электроэнергии в процентах к показателям агрегата 60 *Мвт*

Мощность агрегата, *Мвт*	Удельные капиталовложения, %	Стоимость электроэнергии, %
60	100	100
120	96,5	88,5
200	81,5	70,0
350	75,0	68,2
500	69,5	65,0

Удельные капитальные затраты на строительство атомных электростанций выше, чем тепловых станциях обычного типа. Следует, однако, предполагать, что ввиду низких эксплуатационных расходов атомные электростанции в дальнейшем будут достаточно экономичными. Ожидаемое снижение себестоимости атомной электроэнергии к 1980 г. составит примерно 30%. Особенно заметно удешевление производства электроэнергии на атомных станциях при применении агрегатов повышенной мощности.

Получают развитие также и газовые турбины, особенно для пиковых электростанций. Газовые турбины также служат приводом для турбогенераторов малой и средней мощности.

Значение производства электроэнергии в народном хозяйстве нашей страны исключительно велико. К 1975 г. планируется довести выработку в год до 1030—1070 млрд. *квт·ч*.

Бурный рост энергосистем в послевоенные годы вызвал необходимость в изготовлении турбогенераторов все большей мощности. Более или менее удовлетворительное покрытие потребности в электроэнергии может быть осуществлено только за счет ввода крупных тепловых электростанций с мощными турбогенераторами. Промышленность не может обеспечить запросов народного хозяйства простым увеличением турбогенераторов — увеличение числа выпущенных агрегатов должно сочетаться с резким увеличением мощности в единице.

Увеличение мощности в единице диктуется многими технико-экономическими соображениями, но в конечном счете все они сводятся к следующему: чем выше мощность в единице турбоагрегата, тем выше производительность труда в изготовляющей промышленности, в строительстве и при эксплуатации.

По данным энергетики Англии удельные капиталовложения на 1 *квт* установленной мощности и стоимость электроэнергии на тепловых станциях в зависимости от мощности агрегата представлены в табл. 7-2.

Примерно такая же зависимость существует и в других странах. Приведенные данные показывают, что повышенне единичной мощности является

эффективным средством снижения капитальных затрат и стоимости электроэнергии. Возрастание мощности турбогенератора в единице является основной тенденцией в развитии турбогенераторостроения.

Наряду с выпуском больших и сверхбольших турбогенераторов продолжается также выпуск генераторов меньших мощностей для удовлетворения различных потребностей народного хозяйства. Однако средняя мощность выпущенных за год генераторов возрастает.

При быстром увеличении установленной мощности энергосистем возрастание мощности в единице вновь подключаемых генераторов не отражается на надежности работы системы в целом, так как единичная мощность будет составлять относительно небольшую часть мощности энергосистемы. Создание же единой высоковольтной системы страны позволит принимать единичные мощности турбогенераторов очень больших размеров.

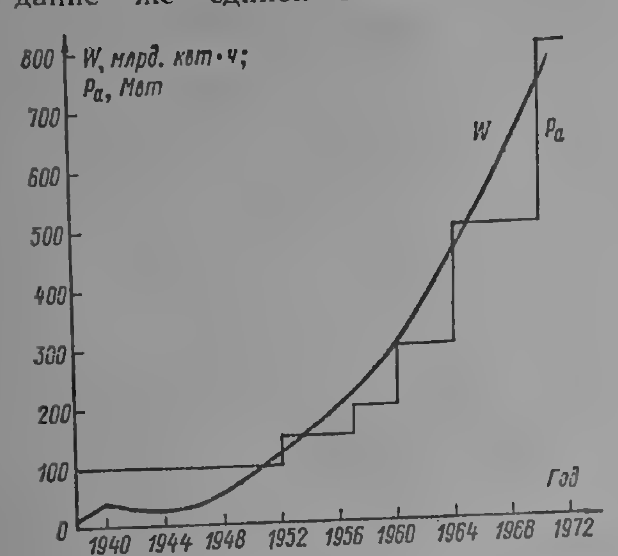


Рис. 7-1. Производство электроэнергии в Советском Союзе и рост единичной мощности турбогенераторов завода «Электросила» по годам

На каждом историческом этапе развития турбогенераторостроения существовала предельная мощность турбогенераторов, которая ограничивалась с одной стороны техническими возможностями турбогенераторостроения и с другой стороны мощностью энергосистем. Рост предельной мощности турбогенераторов завода «Электросила» по годам показан на рис. 7-1. В настоящее время в Советском Союзе уже изготовлен двухполюсный турбогенератор мощностью 800 *Мвт*, проектируется двухполюсный генератор мощностью 1200 *Мвт*.

Из рис. 7-1 следует, что темпы роста предельной мощности в единице и выработка электроэнергии примерно соответствуют друг другу.

После 1947 г. рост предельной мощности в единице для завода «Электросила» приблизительно удваивается за 7 лет.

Само по себе увеличение мощности турбогенератора в единице является процессом количественного изменения, и только на определенных этапах это количественное изменение требует качественной перестройки принципов конструирования, применяемых материалов и пр. На определенных отрезках шкалы мощностей рост мощности не требует качественной перестройки конструкции, а только количественного увеличения веса самой машины. Построенный на таком принципе ряд турбогенераторов образует серию, которая опирается на единые принципы расчета, конструкции и технологии. С этой точки зрения каждая серия турбогенераторов характеризуется важными качественными показателями: удельным расходом материалов на единицу мощности, к. п. д. и другими параметрами.

В пределах одной серии удельный расход материалов может оставаться примерно постоянным, имея тенденцию к понижению с ростом мощности машины: к. п. д., как правило, возрастает с увеличением мощности (при примерно одинаковых параметрах).

При переходе к новым сериям наблюдается резкий скачок в снижении удельного расхода материалов. На рис. 7-2 показаны удельные расходы материалов турбогенераторов для некоторых серий.

Развитие турбогенераторостроения показывает, что переход к новым сериям всегда связан с ростом мощности в единице. Практически каждая серия машин заканчивается предельной мощностью, достигаемой при данном принципе конструирования и применяемых материалах. Возникая как не-

обходимость при создании турбогенераторов предельной мощности, новые конструктивные формы распространяются затем и на турбогенераторы меньших мощностей, образуя новую серию.

Следует, однако, иметь в виду, что одни и те же конструктивные решения не могут быть одинаково технически и экономически целесообразными для всех мощностей. То, что необходимо и выгодно для турбогенераторов больших мощностей, может оказаться невыгодным для более мелких машин и наоборот.

Границы распределения установившихся конструктивных форм определяются технико-экономическими показателями серий. В нашей стране, например, изготовляются турбогенераторы мощностью от 2,5 до 12 *Мвт*

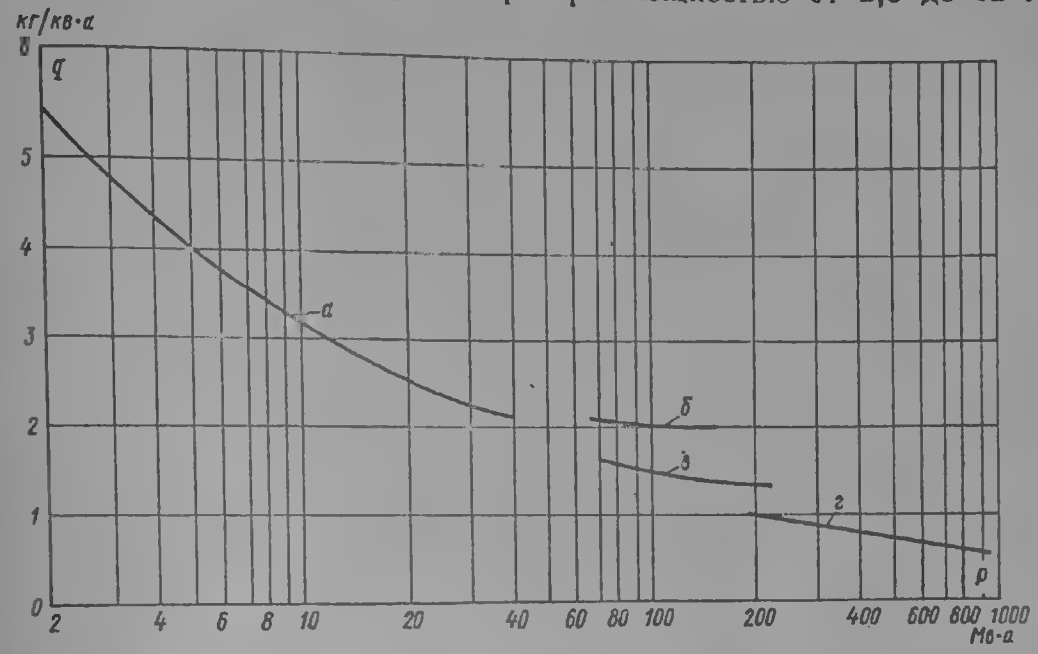


Рис. 7-2. Зависимость удельного расхода материалов от мощности и системы охлаждения: *а* — косвенное воздушное; *б* — косвенное водородное; *в* — непосредственное водородное ротора; *г* — непосредственное водородное ротора и водяное статора

с воздушным охлаждением, от 50 до 100 *Мвт* — с водородным непосредственным охлаждением обмотки ротора и косвенным охлаждением обмотки статора, от 150 до 800 *Мвт* — с непосредственным водородным охлаждением обмотки ротора и с водяным охлаждением обмотки статора. Наряду с этим турбогенераторы мощностью 200 и 300 *Мвт* изготовляются с непосредственным водородным охлаждением обмоток ротора и статора, эксплуатируются генераторы с масляным заполнением статора и т. д.

Как развитие энергетики, так и развитие турбогенераторостроения показывают, что процесс дальнейшего увеличения мощности турбогенераторов в единице еще не исчерпал себя. Турбогенераторы пока еще не достигли абсолютного предела мощности, за которым генерирование электрической энергии таким путем будет уже нецелесообразным.

Мощность электрических машин P связана с ее размерами и электромагнитными нагрузками соотношением:

$$P = 0{,}111 \cdot 10^{-10} D_1 l_1 n A_1 B_\delta k_{об\,в}, \; кв \cdot а, \qquad (7\text{-}1)$$

где A_1 — линейная нагрузка статора, *а/см*; B_δ — индукция в воздушном зазоре, *тл*; D_1 — диаметр расточки статора, *мм*; l_1 — активная длина сердечника статора, *мм*; n — скорость вращения, *об/мин*.

Принимая n постоянной, получим, что мощность определяется объемом расточки статора $D_1^2 l_1$ и произведением электромагнитных нагрузок $A_1 B_\delta$ и, следовательно, увеличение мощности машины может быть связано с уве-

личением ее геометрических размеров или электромагнитных нагрузок либо того и другого одновременно.

Существенное изменение электромагнитных нагрузок связано с внедрением новых систем охлаждения и изменением параметров машины, т. е. с созданием турбогенераторов новых серий.

Типовые турбогенераторы требуют меньше времени и средств не только на проектирование, но также, что является главным, на изготовление и освоение в эксплуатации. Увеличение мощности за счет геометрических размеров позволяет сохранить основные принципы конструирования, технологии и параметры машин. Поэтому почти всегда является оправданным технически и экономически проверка возможности изготовления новой машины на базе существующих принципов конструирования, если, конечно, само задание уже не предусматривает определенного исполнения.

Повышение мощности в единице за счет увеличения размеров ограничивается механической прочностью, массой и транспортными возможностями.

Центробежные силы ограничивают диаметр бочки ротора, масса поковки — его длину. При этом наибольшие механические напряжения при вращении возникают в бандажных кольцах, удерживающих лобовые части обмотки ротора. Относительно медленный рост предельного диаметра бочки и веса вала ротора во времени может характеризоваться данными, приведенными в табл. 7-3.

Таблица 7-3

Характеристики бочки и вала ротора

Наименование	Годы			
	1937	1952	1964	1970
Диаметр ротора, *см*	99	107,5	112,5	120
Масса вала, *т*	32,1	43,6	64	84
Объем бочки ротора, $м^3$	5,0	5,8	6,3	8,1

Следовательно, активный объем бочки ротора с 1937 по 1970 г. возрос на 62%, в то время как мощность турбогенератора в единице за тот же период возросла в 8 раз.

Незначительное относительное возрастание размеров поковки ротора сопряжено с большими металлургическими трудностями ввиду высоких механических требований к материалу поковки и чрезвычайно большой ее массе.

Следует ожидать, что в ближайшем будущем, несмотря на значительные успехи металлургии в способах литья, ковки, тепловой обработки и методов контроля, рост размеров поковок роторов и бандажных колец будет отставать от роста мощности в единице.

Возрастание мощности, с одной стороны, и ограниченные возможности металлургии, с другой, являлись и являются побудительными причинами прогрессивного развития турбогенераторов.

Зачастую ограничивающим фактором увеличения размеров турбогенераторов являются транспортные габариты и масса наиболее тяжелой его части — статора. Однако в настоящее время этот фактор в большинстве случаев не является определяющим, хотя транспортировка турбогенераторов большой мощности с завода-изготовителя на место установки представляет сложную техническую задачу.

Вследствие этого прогресс в развитии турбогенераторов в основном связан с повышением электромагнитных нагрузок. Произведение линейной нагрузки и индукции A_1B_δ имеет размерность усилия на единицу площади. Таким образом, произведение A_1B_δ отражает степень использования материалов. Кроме того, электромагнитные загрузки A_1 и B_δ характеризуют интенсивность выделения потерь. Зависимость потерь как от линейной нагрузки, так и от индукции носит приблизительно квадратичный характер.

Возрастание удельных потерь в машине должно привести к повышению температуры обмоток и активных частей, если при этом интенсивность охлаждения не будет соответственно повышаться.

До последнего времени тепловые ограничения были определяющими при выборе электромагнитных загрузок. Внедрение непосредственного охлаждения позволило практически снять температурные ограничения, в том числе тепловой барьер в повышении мощности турбогенераторов. Газовое, а затем и жидкостное охлаждение дало возможность значительно увеличить электромагнитные нагрузки машины. Следует, конечно, иметь в виду, что непосредственное охлаждение зачастую может усложнить конструкцию, технологию изготовления и эксплуатацию турбогенераторов, и поэтому та или иная степень интенсификации охлаждения должна получить в каждом конкретном случае технико-экономическое обоснование.

Кроме влияния на общее использование, потери и нагрев, электромагнитные нагрузки A_1 и B_δ влияют самым существенным образом на параметры машины. В общем виде индуктивные сопротивления турбогенератора в относительных единицах можно представить так: $x = \frac{A_1}{B_\delta}\lambda$, где λ — эквивалентная магнитная проводимость.

Индукция в воздушном зазоре B_δ практически мало возросла за последнее время, а линейная нагрузка A_1 возросла значительно: в 2,5—3 раза за последние 10—12 лет.

В связи с тем что электромагнитные нагрузки A_1 и B_δ по-разному воздействуют на параметры машины, имеется определенная тенденция в возрастании индуктивных сопротивлений вместе с ростом использования материалов. При этом регулирование индуктивных сопротивлений машины возможно лишь в той степени, в какой может быть уменьшена магнитная проводимость.

Например, индуктивное сопротивление реакции якоря x_{ad} может быть принято любого уровня (конечно, технически и экономически целесообразного) за счет увеличения воздушного зазора. Оставаясь в рамках классического выполнения обмоток ротора и статора, уложенных в пазы сердечников из магнитных материалов, трудно сколько-нибудь значительно уменьшить эквивалентную проводимость рассеяния пазов ротора и статора. Вследствие этого индуктивные сопротивления — переходное x'_d и сверхпереходное x''_d, обусловленные в основном рассеянием обмоток, возрастают вместе с ростом использования машины.

Как известно, с ростом x'_d ухудшаются условия параллельной работы синхронных машин. Поэтому повышение использования материалов за счет преимущественного роста линейной нагрузки приводит к ухудшению параметров турбогенераторов. В этом смысле параметры машины могут рассматриваться как ограничивающий фактор роста мощности. При этом, конечно, подразумевается определенная система требований к синхронной машине, работающей на дальние линии передачи. В настоящее время нет общепринятых норм, свыше которых возрастание x'_d было бы нежелательно. Но общая тенденция к увеличению x'_d в мощных машинах может привести к снижению запасов устойчивости синхронной параллельной работы системы.

7-2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ

1. Скорость вращения. Турбогенераторы определяются как электрические генераторы, механическим приводом которых служит паровая турбина. С целью получения высоких экономических показателей по капитальным затратам и к. п. д. паровые турбины выполняются быстроходными. Поскольку скорость вращения n связана с частотой сети f и числом пар полюсов p соотношением

$$f = pn : 60, \qquad (7\text{-}2)$$

то максимальная скорость вращения при частоте сети $f = 50$ *гц* и $2p = 2$ будет $n = 3000$ *об/мин.*

Подавляющая часть турбогенераторов при частоте сети 50 *гц* выполняется на эту скорость вращения.

Как уже отмечалось, для некоторых станций с пониженными параметрами пара применяются турбины на скорость вращения 1500 *об/мин* и четырехполюсные турбогенераторы.

Поскольку в Советском Союзе главным образом изготовляются двухполюсные турбогенераторы, далее в основном будут рассматриваться такие машины.

Высокая скорость вращения определяет выполнение ротора в виде цилиндра с фрезерованными радиальными пазами. В эти пазы закладывается обмотка возбуждения. Такое конструктивное исполнение обеспечивает ротору необходимую механическую прочность. В поперечном сечении ротора нет явновыраженных полюсов и поэтому турбогенераторы по типу своего исполнения относятся к неявнополюсным машинам.

В тех странах, где номинальная частота сети составляет 60 *гц*, скорость вращения для двухполюсных турбогенераторов составляет 3600 *об/мин*, для четырехполюсных — 1800 *об/мин*. При прочих равных условиях турбогенераторы с частотой сети 60 *гц* должны быть несколько меньшими по общей массе, чем турбогенераторы на 50 *гц* той же мощности и числе полюсов. Однако механические напряжения в роторах машин на 60 *гц*, как правило, выше.

2. Шкала мощностей. Турбогенераторы изготовляются мощностью от нескольких мегаватт до сотен мегаватт в единице и имеют, как правило, нормированную шкалу мощностей.

В соответствии с рекомендациями МЭК (Международная электротехническая комиссия) предпочтительной является следующая шкала мощностей:

P, Мвт	25	40	50	63	80	100	125	160	200	250	320	400	500	630	800	1000
Q, Мв·а	31,25	50	62,5	78,75	100	125	156	188	235	294	376	470	588	700	889	1100

В Советском Союзе согласно ГОСТ 533—68 изготовляются турбогенераторы следующих мощностей (табл. 7-4).

Шкала МЭК является более частой, чем шкала по ГОСТ 533—68 и практически охватывает все машины нашего стандарта. В случае необходимости могут изготовляться по соглашению с заказчиком турбогенераторы и других мощностей.

3. Коэффициент мощности. Машины малой и средней мощности в большинстве случаев устанавливаются в непосредственной близости от потребителя электроэнергии. Выработка на таких машинах реактивной мощности является экономически более оправданной, чем на турбогенераторах больших мощностей, которые могут быть удалены от потребителей на значительное расстояние, поэтому передача реактивной мощности вызывает дополнительные потери в электросети и трансформаторах. Кроме того, у очень крупных турбогенераторов снижение номинального коэффициента мощности может создать серьезные трудности в изготовлении самой машины.

В связи с этим обычно номинальный коэффициент мощности у машин меньшей мощности меньше. Согласно ГОСТ 533—68 турбогенераторы мощностью от 150 до 500 *Мвт* включительно имеют коэффициент мощности 0,85. Турбогенераторы мощностью 800 *Мвт* и выше, как правило, выполняются с номинальным коэффициентом мощности 0,9.

Рекомендации МЭК также предусматривают повышение номинального $\cos \varphi_н$ для машин большей мощности. Так, например, для турбогенераторов до 125 *Мвт* $\cos \varphi_н = 0,8$; от 160 до 500 *Мвт* $\cos \varphi_н = 0,85$; от 630 *Мвт* и выше $\cos \varphi_н = 0,9$.

В практике изготовления турбогенераторов за рубежом бывают и отклонения от приведенных рекомендаций, в частности, если турбогенератор уста-

Таблица 7-4

Основные технические данные турбогенераторов на скорость вращения 3000 *об/мин* согласно ГОСТ 533—68

Активная мощность, *квт*	Напряжение, *в*	Полная мощность, *кв·а*	Коэффициент мощности	К. п. д., %
2 500	3150; 6300	3 125	0,8	95,0
4 000		5 000		96,0
6 000	6300; 10 500	7 500		96,4
12 000		15 000		97,0
32 000		40 000		98,2
63 000		78 750		98,4
100 000	10 500	125 000		98,4
160 000	18 000	188 000	0,85	98,6
200 000	15 750	235 000		
300 000	20 000	353 000		
500 000	20 000	588 200		
800 000	24 000	941 000 * 888 900 *	0,85—0,90 *	98,65—98,75 *

* Устанавливается в указанных пределах по согласованию между заказчиком и изготовителем.

новлен вблизи потребителя реактивной мощности, то номинальный коэффициент мощности иногда снижают до 0,7—0,65.

4. Номинальное напряжение. Номинальное напряжение турбогенераторов зависит в основном от мощности и может колебаться для турбогенераторов мощностью от 6 до 800 *Мвт* в пределах 6,3—24 *кв*. Рекомендуемая шкала номинальных напряжений следующая: 6,3; 10,5; 13,8; 15,75; 18; 20; 24 *кв*.

Турбогенераторы большой мощности чаще всего не включаются на общие шины генераторного напряжения, а соединяются непосредственно с повышающим трансформатором примерно такой же или несколько большей номинальной мощности (блочная схема соединения генератор — трансформатор). Вследствие этого номинальное напряжение таких турбогенераторов не имеет строго нормированной шкалы и при необходимости номинальное напряжение может выбираться в зависимости от конкретных условий.

Каждому активному объему машины и системе охлаждения соответствует оптимальное число пазов статора и, следовательно, напряжение, обеспечивающее высокие технико-экономические показатели турбогенератора.

Вместе с ростом активного объема оптимальное число пазов статора возрастает или остается постоянным, что приводит к повышению номинального напряжения вместе с увеличением активного объема (мощности машины). На практике турбогенераторы различных мощностей в некотором диапазоне могут иметь одинаковое напряжение или даже в некоторых случаях при больших мощностях более низкое напряжение. Однако в целом вместе с ростом мощности номинальное напряжение имеет тенденцию к повышению. Верхний предел напряжений ограничивается свойствами применяемой изоляции.

На рис. 7-3 представлена общая зависимость номинального напряжения и тока от мощности турбогенераторов. В практике возможны и отклонения до 30—50% от приведенного.

Кроме конструкции статора машины, на повышение напряжения обмотки вместе с ростом мощности влияет также величина номинального тока, который по возможности стремятся снизить из условий коммутации и распределения энергии на генераторном напряжении. Однако обычно номинальный ток статора возрастает с ростом мощности турбогенератора (рис. 7-3), поскольку рост напряжения в целом отстает от роста мощности генераторов.

5. **Отношение короткого замыкания.** Отношение короткого замыкания (о. к. з.) в современных турбогенераторах колеблется от 0,8 до 0,4. Оно определяется выражением:

$$\text{о. к. з} = k_{н0}/x_d, \tag{7-3}$$

где x_d — синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси (ненасыщенное значение), $k_{н0}$ — коэффициент насыщения по характеристике холостого хода при номинальном напряжении.

Рис. 7-3. Общая тенденция в изменении напряжения и тока в зависимости от мощности турбогенератора

Таким образом, в практике турбогенераторостроения о. к. з. определяется с учетом насыщения в точке холостого хода при номинальном напряжении.

Синхронное индуктивное сопротивление x_d может иметь значение 1,2—2,5 *о. е.* Следует отметить, что у машин мощностью 200 *Мвт* и выше о. к. з. выполняется равным 0,5 или меньшим. МЭК дает следующие рекомендации: для мощности до 63 Мвт о. к. з. не менее 0,47; от 63 до 125 *Мвт* о. к. з. не менее 0,42 и для мощности свыше 125 *Мвт* о. к. з. не менее 0,35. В то же время рекомендуется иметь значения о. к. з., превышающие указанные не более чем в 1,5 раза, так как повышение о. к. з. сверх этого может оказаться экономически нецелесообразным.

В основном турбогенераторы меньшей мощности имеют большее значение о. к. з. У совсем малых машин это вызвано необходимостью определения величины воздушного зазора по условиям добавочных потерь и вентиляции. Снижение о. к. з. у крупных турбогенераторов связано со стремлением уменьшить потери на возбуждение, которые во многих случаях могут ограничивать мощность машины и уж во всяком случае затрудняет охлаждение обмотки и выполнение системы возбуждения. Так, например, для проектируемого турбогенератора мощностью 1200 *Мвт* предусматривается о. к. з. около 0,37.

В практике отечественного турбогенераторостроения вместо о. к. з. часто задают статическую перегружаемость S (ГОСТ 533—68), которая определяется следующим образом:

$$S = \frac{i_н}{i_к \cos\varphi_н}, \tag{7-4}$$

где $i_н$ — номинальный ток возбуждения, $i_к$ — ток возбуждения при установившемся трехфазном коротком замыкании и номинальном токе статора.

Ток возбуждения $i_н$ определяется с учетом насыщения магнитопровода. Следовательно, в отличие от о. к. з. статическая перегружаемость учитывает насыщение в рабочей точке машины и потому более правильно характеризует статическую устойчивость при номинальной нагрузке. Статическая перегружаемость может быть определена через о. к. з. следующим образом:

$$S = \text{о. к. з.}\,\frac{i_н}{i_0 \cos\varphi_н}. \tag{7-5}$$

Статическая перегружаемость S для турбогенераторов мощностью 300 *Мвт* включительно должна быть согласно ГОСТ 533—68 не менее 1,7; для турбогенераторов большей мощности — не менее 1,6. Снижение S с 1,7 до 1,6 дает уменьшение потерь на возбуждение на 11%, что при больших потерях на возбуждение существенно облегчает выполнение охлаждения обмотки ротора и системы возбуждения.

6. Индуктивные сопротивления x''_d и x'_d. В связи с тем что возрастание линейной нагрузки A_1, как показано в § 7-1, происходит значительно быстрее, чем индукции в воздушном зазоре B_δ, имеется определенная тенденция к возрастанию индуктивных сопротивлений вместе с ростом использования материалов.

Вследствие этого индуктивные сопротивления x''_d и x'_d, обусловленные в основном рассеянием обмоток, возрастают вместе с повышением использования машины. На рис. 7-4 показана зависимость сверхпереходного x''_d и переходного x'_d продольных сопротивлений в зависимости от линейной нагрузки для выполненных машин. При этом для турбогенераторов с наибольшим использованием значение x'_d достигает величины 40%.

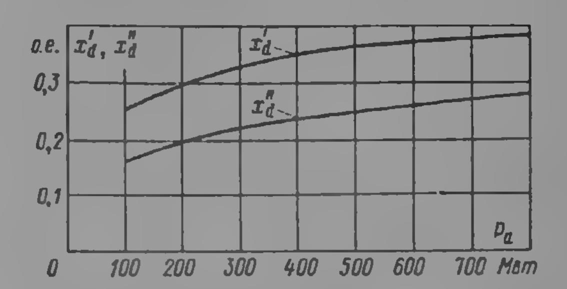


Рис. 7-4. Зависимость индуктивных сопротивлений x'_d и x''_d от мощности турбогенератора

В современных руководящих материалах нет указаний на ограничение сверхпереходного индуктивного сопротивления x''_d. Нормы лишь требуют, чтобы генератор выдерживал без повреждения трехфазное замыкание на своих зажимах. В этом смысле возрастание x''_d с увеличением мощности следует считать положительным, поскольку при этом токи и моменты в относительных единицах снижаются.

Однако реальные токи короткого замыкания (в амперах) тем не менее имеют тенденцию к возрастанию с мощностью машин, и, следовательно, при коротких замыканиях возрастают электродинамические силы, воздействующие на обмотку, и моменты. Поэтому внезапное короткое замыкание на зажимах представляет серьезное испытание для крупных турбогенераторов.

В связи с тем что в основном применяется блочное соединение генератора с трансформатором, причем соединяющий их шинный мост выполняется с экранированием каждой фазы, возникновение короткого замыкания на генераторном напряжении считается маловероятным. Поэтому большинство заводов-изготовителей придерживается мнения, что турбогенераторы большой мощности должны рассчитываться или, по крайней мере, испытываться на внезапное короткое замыкание при напряжении (0,6—0,7) U, что соответствует примерно условию внезапного короткого замыкания при номинальном напряжении за трансформатором.

Следует также отметить, что индуктивное сопротивление x''_d указывается обычно с учетом насыщения, поскольку насыщенные значения x''_d могут оказаться ниже ненасыщенных значений x''_d на 20—35%.

Уже отмечалось, что возрастание x'_d может неблагоприятно сказываться на параллельной работе машины. В настоящее время стремятся, чтобы x'_d для двухполюсных турбогенераторов не превосходила 0,40 о. е., а для четырехполюсных 0,45—0,50 о. е.

7. Механическая постоянная времени $T_{мех}$. Большое влияние на поведение генераторов при динамических переходах оказывает механическая постоянная времени $T_{мех}$. Она определяется выражением:

$$T_{мех} = \frac{27,4\,(n/100)^2\,GD^2}{P},\ сек, \qquad (7\text{-}6)$$

где GD^2 — маховой момент ротора, $m \cdot м^2$, P — номинальная мощность, *кв·а*, n — скорость вращения, *об/мин.*

Маховой момент ротора и механическая постоянная определяют инерцию ротора и являются важнейшими параметрами при расчете прочности вала при коротких замыканиях и при расчете переходных движений ротора. Физически механическая постоянная времени $T_{мех}$ является тем временем, в течение которого ротор генератора под действием номинального момента разгоняется от нуля до номинальной скорости вращения. Маховой момент GD^2 в основном определяется массой и диаметром бочки ротора, см. (7-68), поэтому механическая постоянная времени может быть приближенно представлена как

$$T_{мех} \approx 0{,}9 \frac{D_2^2 n}{A_1 B_\delta}, \text{ сек},$$

где D_2 — в *м*, n — в *об/мин*, B_δ — в *тл*, A_1 — в *а/см*.

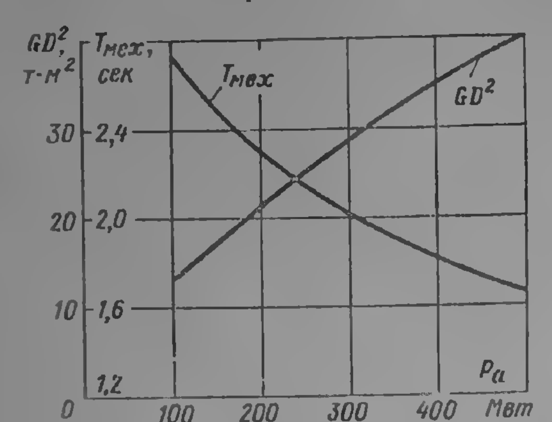


Рис. 7-5. Зависимость махового момента турбогенератора GD^2 и механической постоянной $T_{мех}$ от мощности

Отсюда следует, что вследствие ограниченного роста диаметра машины и преимущественного возрастания электромагнитных нагрузок механическая постоянная современных турбогенераторов должна иметь тенденцию к понижению. На рис. 7-5 показана зависимость $T_{мех}$ и GD^2 от мощности для двухполюсных генераторов. Следует отметить, что постоянная времени всего агрегата (генератор + турбина) уменьшается с ростом мощности не столь быстро, как одного генератора. Это связано с тем, что в современных турбоагрегатах маховой момент турбины превосходит маховой момент генератора, при этом с ростом мощности турбины в общем случае наблюдается более быстрый рост ее махового момента.

В табл. 7-5 приведены соотношения между маховыми моментами и механическими постоянными времени турбин и генераторов.

8. **Коэффициент полезного действия.** К. п. д. для турбогенераторов одной серии возрастает с ростом мощности, но при переходе к сериям турбогенераторов с более интенсивным использованием он, как правило, может несколько снижаться (рис. 7-6). У выполненных турбогенераторов значение к. п. д. колеблется от 95% у малых турбогенераторов с воздушным охлаждением до 98,8% у турбогенераторов мощностью 500 *Мвт* с водородно-водяным охлаждением.

Соотношения между потерями холостого хода, потерями короткого замыкания и потерями на возбуждение для некоторых турбогенераторов приведены ниже (в процентах общей суммы потерь):

Мощность, *Мвт*	100	150	200	300	500
Потери холостого хода (вместе с механическими), %	51	38	36	31	28
Потери короткого замыкания, %	28	38	36	31	46
Потери на возбуждение, %	21	25	23	28	26

Таким образом, по мере возрастания мощности имеется явная тенденция к снижению доли постоянных и увеличению доли переменных потерь. Структура потерь у турбогенераторов большой мощности характеризуется тем, что, как правило, переменные потери преобладают над постоянными. Зависимость к. п. д. от нагрузки для турбогенератора 194 *Мв·а* показана на рис. 7-7. Максимальное значение к. п. д. соответствует примерно 75% номинальной нагрузки.

Таблица 7-5

Маховые моменты и механические постоянные времени турбоагрегатов на *3000 об/мин*

Мощность агрегата, *Мвт*	Генератор		Турбина		Агрегат	
	GD^2, *т·м²*	$T_{мех}$, *сек*	GD^2, *т·м²*	$T_{мех}$, *сек*	GD^2, *т·м²*	$T_{мех}$, *сек*
100	13	2,72	20	4,18	33	6,90
200	21	2,20	35	3,66	54	5,86
300	30	2,07	59	4,12	89	6,19
500	40	1,67	72	3,02	112	4,69

Дальнейшее увеличение мощности на тех же принципах конструирования, что и у выполненных машин, может привести к сохранению уровня к. п. д. либо даже к его уменьшению. Во всяком случае, при сильном повышении использования материалов сверх уже достигнутого может вступить в действие ограничивающий фактор потерь. Здесь немаловажную роль играет соотношение между капитальными затратами на изготовление машины и капитализацией потерь в ней. Эти соотношения в различных условиях могут меняться и определяются в основном стоимостью топливной составляющей.

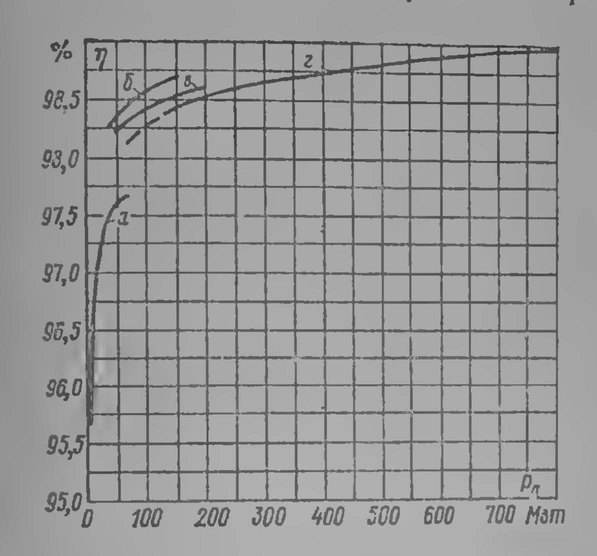


Рис. 7-6. Зависимость к. п. д. от мощности и системы охлаждения турбогенератора: *а* — косвенное воздушное; *б* — косвенное водородное; *в* — непосредственное водородное ротора; *г* — непосредственное водородное ротора и косвенное статора

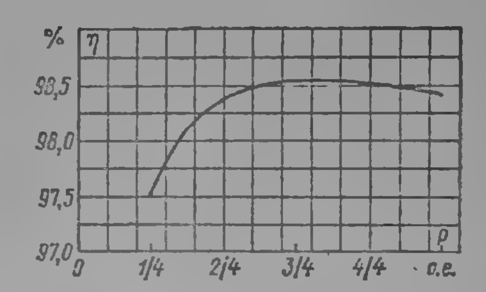


Рис. 7-7. Зависимость к. п. д. от нагрузки турбогенератора мощностью 194 *Мв·а*

Поэтому требования к допустимой величине потерь с точки зрения к. п. д. могут меняться в зависимости от применяемого топлива. Допустимая и желательная величина к. п. д. новых машин, таким образом, в каждом конкретном случае может быть установлена технико-экономическим расчетом.

Общая тенденция до сих пор заключалась в том, чтобы сохранить к. п. д. новых, более мощных машин примерно на уровне, уже достигнутом для существующих машин.

9. Параметры возбуждения. Возбуждение турбогенераторов призвано обеспечить работу машин как в нормальных, так и некоторых анормальных режимах. В установившихся режимах система возбуждения должна обеспечить автоматическое поддержание напряжения на зажимах машины в заданных пределах, а также обеспечить регулирование реактивной мощности.

В анормальных режимах, из которых наиболее типичным является короткое замыкание, система возбуждения призвана выполнять двоякую роль.

В том случае, когда короткое замыкание произошло внутри самого генератора или блока (генератор — трансформатор), задача системы возбуждения состоит в том, чтобы возможно скорее развозбудить машину и тем самым уменьшить объем повреждения основного оборудования. Эту функцию

развозбуждения (гашения поля) выполняют обычно специальные устройства, которые принято называть автоматами гашения поля (АГП). Все современные машины снабжаются такими устройствами, на которые сигнал действия поступает от реле дифференциальной защиты или от других защитных органов блока.

В том случае, когда короткое замыкание произошло на фидере отходящей линии, после отключения которого возможна передача энергии, система возбуждения призвана обеспечить динамический переход турбогенератора по возможности без потери синхронной связи с системой.

Система возбуждения обычно содержит два основных элемента: а) силовую часть — возбудитель, б) систему регулирования и управления возбудителем.

Возбудитель в нормальных (установившихся) режимах должен покрывать потери на возбуждение. Номинальный ток возбудителя обычно принимается несколько большим номинального тока возбуждения основного генератора (на 5—10%). Номинальное напряжение возбудителя также устанавливается с превышением номинального напряжения возбуждения (напряжения на контактных кольцах) на 5—10%. Таким образом, номинальная мощность возбудителя обычно превышает потери на возбуждение на 10—20%.

Номинальный ток возбуждения современных турбогенераторов находится в пределах 500—4000 *а* для машин с газовым охлаждением, причем наибольшие токи соответствуют наиболее крупным машинам. Для роторов с непосредственным жидкостным охлаждением эти токи могут составлять более 5000 *а*.

По ГОСТ 533—68 кратность форсировки возбуждения должна быть не менее 2. При этом как обмотки возбуждения турбогенератора, так и сам возбудитель должны выдерживать двукратный номинальный ток возбуждения: для обмоток с косвенным охлаждением не менее 50 *сек*, для обмоток с непосредственным охлаждением не менее 20 *сек*. Нарастание температуры обмотки возбуждения при водородном охлаждении может быть приближенно определено по уравнению адиабатического нагрева (поскольку постоянная времени нагревания таких обмоток составляет 2—4 *мин*):

$$\vartheta_{\mathrm{Cu}} = \frac{(k-1)^2 j_2^2}{175} t, \text{ град}, \tag{7-7}$$

где k — кратность форсировки, j_2 — плотность тока в обмотке возбуждения, *а/мм²*, t — время действия форсировки, *сек*.

Поскольку плотность тока в обмотке возбуждения генератора с непосредственным водородным охлаждением составляет примерно 10 *а/мм²*, то скорость нарастания температуры для таких обмоток при двукратной форсировке составит 1,8 *град/сек*. За 20 *сек* превышение температуры достигнет 36 *град* сверх рабочей («горячей») температуры обмотки возбуждения. Следует отметить, что генераторы с косвенным охлаждением обмоток получали такие превышения температуры сверх рабочей примерно за 3 *мин*.

Вследствие этого по мере роста плотностей тока в обмотках возбуждения в генераторах больших мощностей кратности форсировок или их продолжительность желательно снижать. Наиболее целесообразным представляется сокращение времени форсировки, поскольку переходные процессы в системах в большинстве случаев могут продолжаться менее 10—15 *сек*.

Поскольку каждый возбудитель помимо номинального напряжения должен характеризоваться предельным (форсировочным) напряжением, магнитная цепь возбудителя в номинальном режиме должна быть ненасыщенной или слабо насыщенной, с тем чтобы при форсировке возбуждения возбудитель не был чрезмерно насыщен. Вследствие этого возбудитель оказывается неиспользованным (с точки зрения обычных условий) в номинальном режиме по потоку и размеры его магнитной цепи определяются обычно по потоку, соответствующему предельному напряжению. Модельная мощность возбудителя (мощность, определяющая габариты машины) оказывается таким обра-

ром существенно большей его номинальной мощности, по крайней мере в отношении $U_п/U_н$, т. е. примерно в 1,8—2 раза.

Номинальная скорость нарастания напряжения возбудителя определяется по формуле (ГОСТ 183—66):

$$v = 0{,}632\,\frac{U_п - U_н}{U_н t_1},\ 1/сек, \qquad (7\text{-}8)$$

где t_1 — время нарастания напряжения возбудителя, *сек*.

Время t_1 определяется по кривой нарастания напряжения возбудителя как время, в течение которого это напряжение возрастает от значения, равного номинальному напряжению возбуждения $U_н$, до значения U', определяемого выражением:

$$U' = U_н + 0{,}632\,(U_п - U_н). \qquad (7\text{-}9)$$

В действительности нарастание напряжения будет происходить в каждом конкретном случае по произвольному закону и оценка по (7-8) является в какой-то мере условной.

10. Параметры охлаждающей воды. Потери, которые выделяются в активных частях турбогенератора, а также механические потери в подшипниках, уплотнениях и т. д. должны быть отведены от машины с помощью технической воды. В современных турбогенераторах потери внутри машины отводятся специальными охлаждающими агентами, из которых наибольшее распространение получили водород, дистиллированная вода, воздух, трансформаторное масло. Все эти агенты, или среды, находятся в непосредственном соприкосновении с охлаждаемыми частями машины и циркулируют по замкнутому циклу. Нагретые охлаждающие среды в свою очередь охлаждаются технической водой в специальных теплообменниках.

В турбогенераторах применяются следующие теплообменники: газоохладители для охлаждения водорода или воздуха (воздухоохладители), водо-водяные теплообменники для охлаждения дистиллата, водо-масляные теплообменники для охлаждения масла.

Газоохладители обычно встраиваются непосредственно в корпус статора самого генератора. Воздухоохладители могут либо непосредственно встраиваться в корпус генератора, либо располагаться вне машины, соединяясь с машиной специальными воздуховодами.

Водо-водяные и водо-масляные теплообменники располагаются вне машины, причем первичные охлаждающие агенты (дистиллят, масло) выводятся из машины по трубопроводам.

Во всех этих теплообменниках вторичной охлаждающей системой является техническая вода. В качестве технической воды может быть использована вода рек, водоемов, морская вода или конденсат турбины.

Температура первичных охлаждающих агентов внутри машины, очевидно, будет зависеть от температуры технической охлаждающей воды. Для турбогенераторов температура технической охлаждающей воды обычно составляет 33° С. Поскольку нормальные теплообменники рассчитываются так, чтобы разность между холодной температурой технической воды и холодной температурой охлаждающих агентов составляла 7-10 *град*, то входящая в машину охлаждающая среда имеет температуру 40—45° С. С учетом этой холодной температуры входящей охлаждающей среды и рассчитываются затем превышения температуры в отдельных частях машины.

Кроме температуры охлаждающей технической воды, необходимо также правильно указать ее расход. Обычно все теплообменники работают нормально, если нагрев технической охлаждающей воды в ней составляет примерно $\vartheta_т = 3—5$ *град*. Зная потери Q, *квт*, отводимые теплообменником, и температуру $\vartheta_т$, можно определить расход технической охлаждающей воды

$$L = 0{,}86\,Q/\vartheta_т,\ м^3/ч. \qquad (7\text{-}10)$$

В турбогенераторах расход технической воды может составить величину от нескольких десятков до тысяч кубических метров в час у самых больших машин.

Для нормальной эксплуатации должны быть обеспечены заданные параметры технической воды. В тех случаях, когда по каким-либо условиям температура технической воды бывает выше 33° С (например, в условиях тропиков), необходимо либо понизить мощность машины, либо повысить интенсивность ее охлаждения (например, за счет повышения давления водорода в корпусе генератора), либо сделать и то, и другое.

7-3. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ

1. Общая компоновка. Все современные турбогенераторы выполняются в виде полностью закрытой машины. Подавляющая часть турбогенераторов мощностью 50 *Мвт* и выше имеет водородное наполнение корпуса статора. Водород используется как охлаждающий агент для многих активных и конструктивных элементов машины.

Типичный разрез современного двухполюсного турбогенератора показан на рис. 7-8. Турбогенератор здесь имеет непосредственное водяное охлаждение обмотки статора и непосредственное водородное — обмотки ротора. Активная сталь и поверхность ротора также охлаждаются водородом при давлении 4 *ат*.

Высокая скорость вращения и, как следствие, высокие механические напряжения определяют конструктивное выполнение ротора в виде цилиндра с радиально расположенными пазами.

Большие механические напряжения, возникающие в теле ротора и роторных бандажах, ограничивают диаметр ротора при частоте 50 *гц* и двухполюсном исполнении величиной 1100—1200 *мм*. Вследствие этого все турбогенераторы имеют, как правило, активную длину ротора значительно больше его диаметра.

Турбогенератор является вытянутой в длину электрической машиной с неявновыраженными полюсами. Ротор турбогенератора представляет собой в активной части вытянутый цилиндр с отношением длины активной части l_2 к диаметру D_2 около 5,5. Ротор вращается в двух подшипниках скольжения стоякового типа, которые опираются на фундамент и не связаны с корпусом статора. При этом один из них, со стороны возбудителя, является самостоятельным, а второй располагается в цилиндре низкого давления турбины.

Стояковые подшипники обладают рядом преимуществ перед подшипниками, встроенными в торцевые щиты (рис. 7-9). Стояковые подшипники не связаны с корпусом статора и поэтому не передают вибрацию ротора на статор и сами не воспринимают вибраций, возникающих на статоре. Конструкция торцевых статорных щитов и самих подшипников предельно проста и требует значительно меньших затрат труда при изготовлении, чем щитовые подшипники. Существенным является также и то, что при монтаже и демонтаже машины, при профилактических осмотрах и ремонтах вскрытие подшипников, масляных уплотнений вала, торцевых щитов, подбалансировка ротора и т. д. выполняются значительно проще и быстрее при стояковых подшипниках, чем при щитовых, вследствие большей доступности этих узлов и меньшей взаимной связи их друг с другом.

Особенно большие преимущества стояковых подшипников выявляются для очень мощных турбогенераторов, когда масса ротора может достигать очень значительной величины и установка подшипника непосредственно на фундамент обеспечивает бесспорную устойчивость подшипника.

Сам ротор выполняется цельнокованым из высоколегированной стали с высокими механическими свойствами материала. Лобовые части обмотки возбуждения удерживаются от перемещения под действием центробежных сил бандажным кольцом из высокопрочной немагнитной стали. Наибольшие ме-

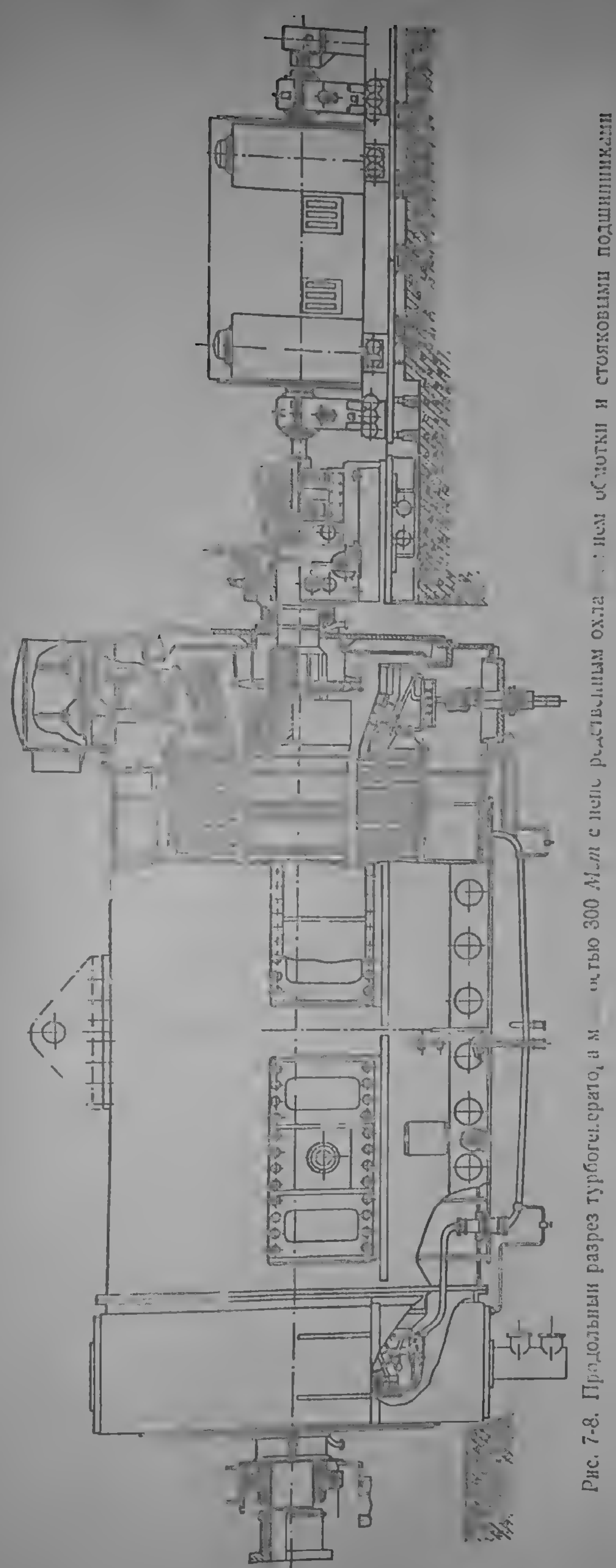


Рис. 7-8. Продольный разрез турбогенератора мощностью 300 *Мвт* с непосредственным охлаждением обмотки и стояковыми подшипниками

ханические напряжения от центробежных сил при вращении ротора возникают именно в бандажном кольце. Бандажные кольца выполняются немагнитными для уменьшения дополнительных потерь, магнитного рассеяния обмоток и местного нагрева в торцевой зоне машины. Бандажные кольца ротора обычно насаживаются с натягом только на бочку ротора. По обе стороны бочки ротора расположены осевые вентиляторы, которые обеспечивают необходимую циркуляцию водорода в машине.

Обмотка возбуждения соединяется с контактными кольцами токоподводом, состоящим из системы соединительных шин, болтов и стержней. Кольца расположены со стороны возбудителя, за подшипником. Токоподвод в районе подшипника проходит через центральное отверстие ротора.

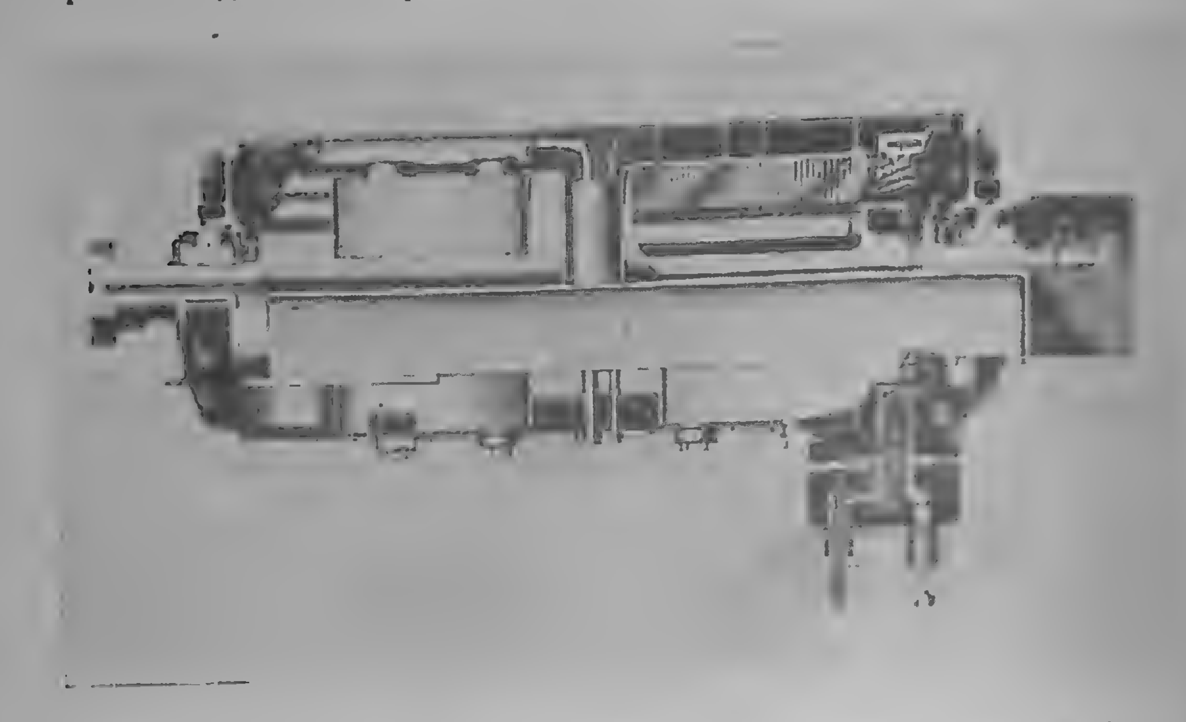


Рис. 7-9. Продольный разрез турбогенератора с непосредственным охлаждением обмоток и со встроенными в щиты подшипниками

Сами контактные кольца представляют собой шлифованные кольца из специальной твердой, износоустойчивой стали, насаженные на вал через изоляционную втулку. На наружной поверхности колец выполняются винтовые нарезки для улучшения работы щеток. Ввиду того что при работе машины на самих контактных кольцах и в щеточной траверсе выделяются значительные потери, по обе стороны контактного узла установлено два центробежных вентилятора.

Со стороны турбины на конце ротора за подшипником насаживается полумуфта для соединения с валом турбины.

Статор состоит из газонепроницаемого корпуса, который подразделен на 3 части: центральную, в которой располагается сердечник с обмоткой, и две концевые части, прикрывающие лобовые части статорной обмотки, в которых расположены четыре газоохладителя для охлаждения водорода.

Разделение статора на 3 части дает возможность транспортировать и монтировать его по частям. Корпус статора с сердечником и обмоткой представляет собой самую тяжелую и громоздкую часть турбогенератора. В наиболее мощных машинах масса этой части может достигать 230—320 *т*. Грузоподъемность кранов как на самом заводе-изготовителе, так и на электростанции, определяется этой величиной. Для транспортировки корпуса статора с сердечником применяются наиболее грузоподъемные железнодорожные транспортеры.

Кроме веса ограничивающим фактором для перевозки корпуса статора с сердечником может явиться также его внешний габарит. При перевозке грузов они не должны выходить за транспортные габариты, которые ограничивают безопасное приближение к железнодорожным строениям. На рис. 7-10 показана четвертая степень негабаритности для железнодорожного транспорта. Современные транспортные возможности железных дорог по грузоподъемности таковы, что статоры даже самых больших турбогенераторов могли бы выполняться несоставными, однако при этом не удается для больших машин создать конструкцию, которая позволяла бы вписаться в допустимые габаритные размеры железных дорог. Вследствие этого практически все турбогенераторы мощностью более 200—250 *Мвт* выполняются составными, причем, как правило, от корпуса статора с сердечником отделяются для транспортировки части, в которых располагаются газоохладители. Составной статор несколько утяжеляет и удорожает изготовление корпуса.

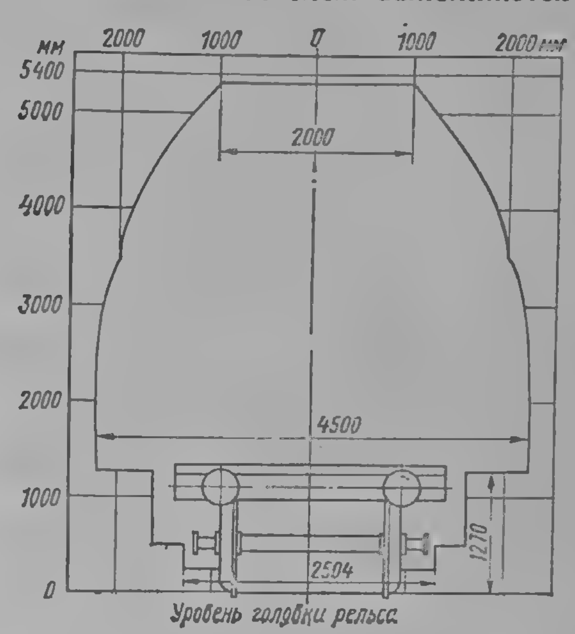


Рис. 7-10. Четвертая степень негабаритности железнодорожного транспорта

Статоры средних и больших турбогенераторов транспортируются обычно на площадочном транспортере. При перевозке самых больших турбогенераторов применяются так называемые сочлененные транспортеры. В этом случае корпус статора подвергается при перевозке большим механическим воздействиям от собственного веса и тяги локомотива. Это обстоятельство должно учитываться при проверке механической прочности корпуса статора.

Нормально корпус статора с водородным заполнением должен выдерживать без остаточных деформаций максимальное эксплуатационное давление водорода и должен быть рассчитан на возможные давления взрыва смеси водорода и воздуха.

Вопрос о давлении, которое может возникнуть в корпусе машины при взрыве гремучей смеси, является достаточно сложным и не вполне изученным. Обычно считается, что это давление — около 7 *кгс/см*^{2} при тех рабочих давлениях, которые общеприняты в турбогенераторостроении.

Некоторые иностранные фирмы прибегают к выполнению разъемного корпуса статора и раздельному транспортированию корпуса и сердечника статора (рис. 7-11). В этом случае сердечник статора собирается в промежуточном корпусе, представляющем собой легкую сварную или сборную конструкцию, фиксирующую статорные ребра, на которых крепится сам сердечник. Габаритные размеры сердечника с промежуточным корпусом при этом существенно снижаются. Внешний корпус транспортируется и устанавливается отдельно, после чего в него производится заводка сердечника с промежуточным корпусом.

Такая конструкция несколько утяжеляет и удорожает изготовление статора и может рекомендоваться для машин очень больших мощностей.

Связь между внешним и промежуточным корпусом осуществляется через гибкую (эластичную) подвеску, которая служит для того, чтобы уменьшить величину вибраций, передаваемых в первую очередь от сердечника на фундамент и на внешний корпус статора.

Эластичная подвеска устанавливается между сердечником и корпусом статора также и в том случае, когда сердечник и корпус представляют неразъемную конструкцию (рис. 7-12). Конструкции эластичных подвесок

в случае разъемного и неразъемного соединения сердечника с корпусом статора обычно отличаются друг от друга. На рис. 7-12 и рис. 7-13 показаны типичные конструкции таких эластичных подвесок.

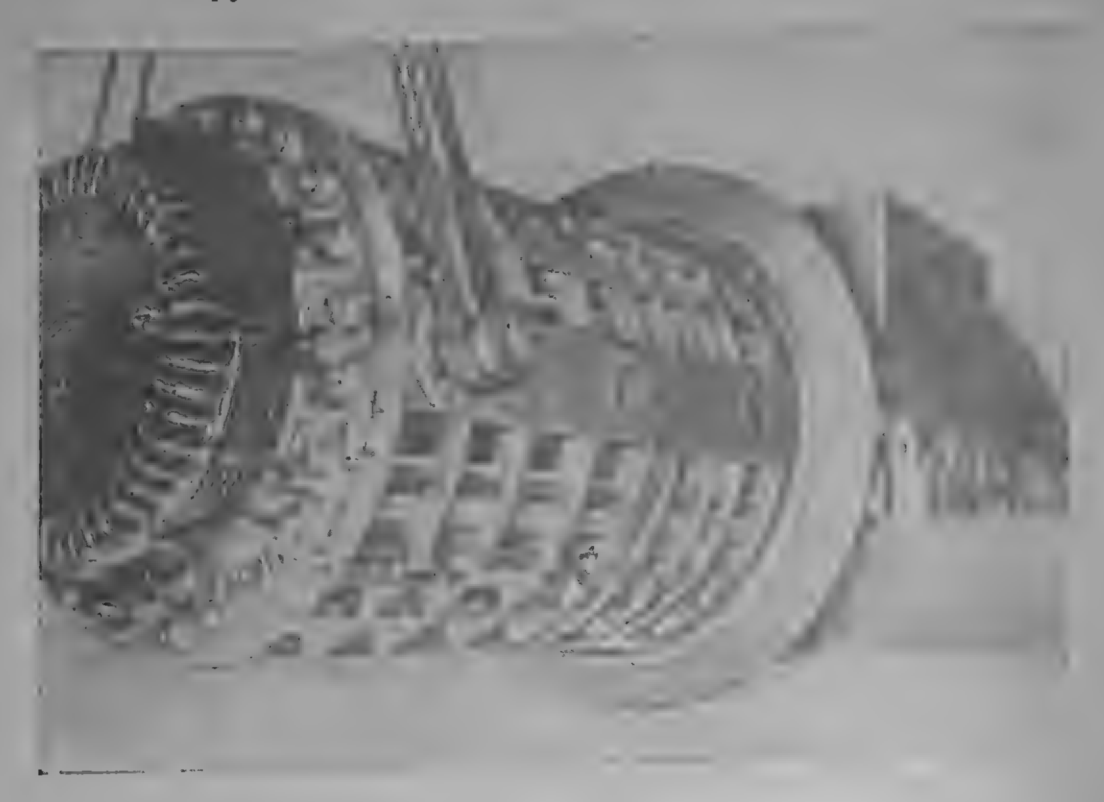


Рис. 7-11. Установка сердечника статора в корпус

По обеим сторонам корпуса статора устанавливаются рым-лапы для монтажа и установки статора на фундаменте. Рым-лапы обычно выполняются съемными для уменьшения внешних габаритов при транспортировке.

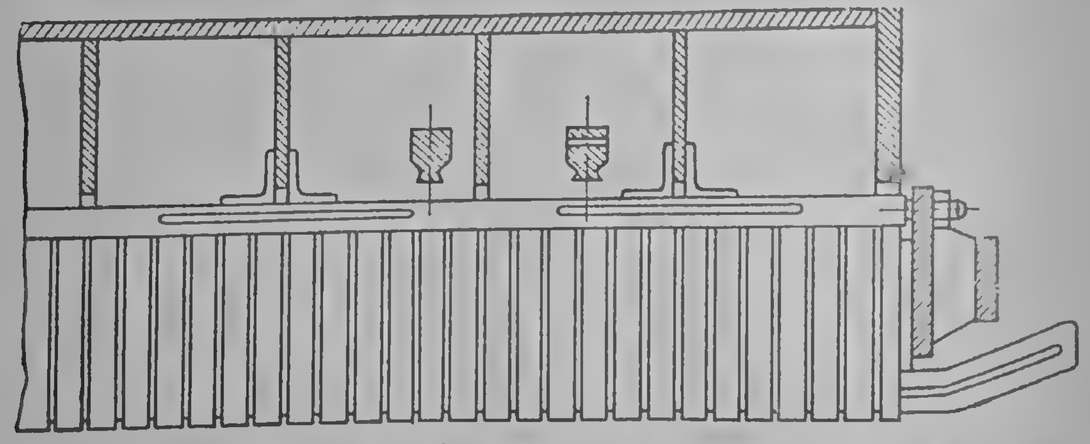


Рис. 7-12. Упругая подвеска сердечника в корпусе статора при неразъемной конструкции сердечника и корпуса статора

Сердечник статора состоит из отдельных листов электротехнической стали толщиной 0,5 или 0,35 *мм*, лакированной с обеих сторон. В этих листах выштампованы пазы, в которых расположена обмотка статора. Листы набираются в пакеты, разделенные вентиляционными радиальными каналами шириной в 5—10 *мм*, образованными с помощью дистанционных распорок.

Со стороны спинки сердечник статора имеет ласточкины пазы, с помощью которых он крепится на ребра статора, которые в свою очередь привариваются к стенкам корпуса статора. В ребрах статора проделаны про-

дольные шлицы для придания им большей гибкости и уменьшения вибрации, передаваемой от сердечника статора к корпусу и далее на фундамент. Сердечник статора спрессован с обеих сторон мощными немагнитными нажимными плитами.

Обмотка статора двухслойная с коническим расположением лобовых частей. Изоляция обмотки термореактивная. Лобовые части обмотки закреплены во избежание перемещений при нормальной работе, и особенно при коротких замыканиях, с помощью специальных колец и системы распорок и бандажей.



Рис. 7-13. Упругая подвеска сердечника в корпусе статора при разъемной конструкции сердечника и корпуса статора

Выводы статорной обмотки расположены со стороны возбудителя. Три линейных вывода располагаются внизу машины и шесть нейтральных вверху. На нулевых выводах расположены измерительные трансформаторы тока. Подвод и отвод дистиллированной воды к обмотке статора выполнен с помощью фторопластовых шлангов, установленных со сторон турбины.

В концевых частях корпуса статора устанавливаются четыре газоохладителя. Трубки газоохладителей выполняют из биметалла с большим оребрением с газовой стороны. Отношение площади, омываемой газом, к площади, омываемой водой, составляет 12—14. Внутренняя часть трубки, со-

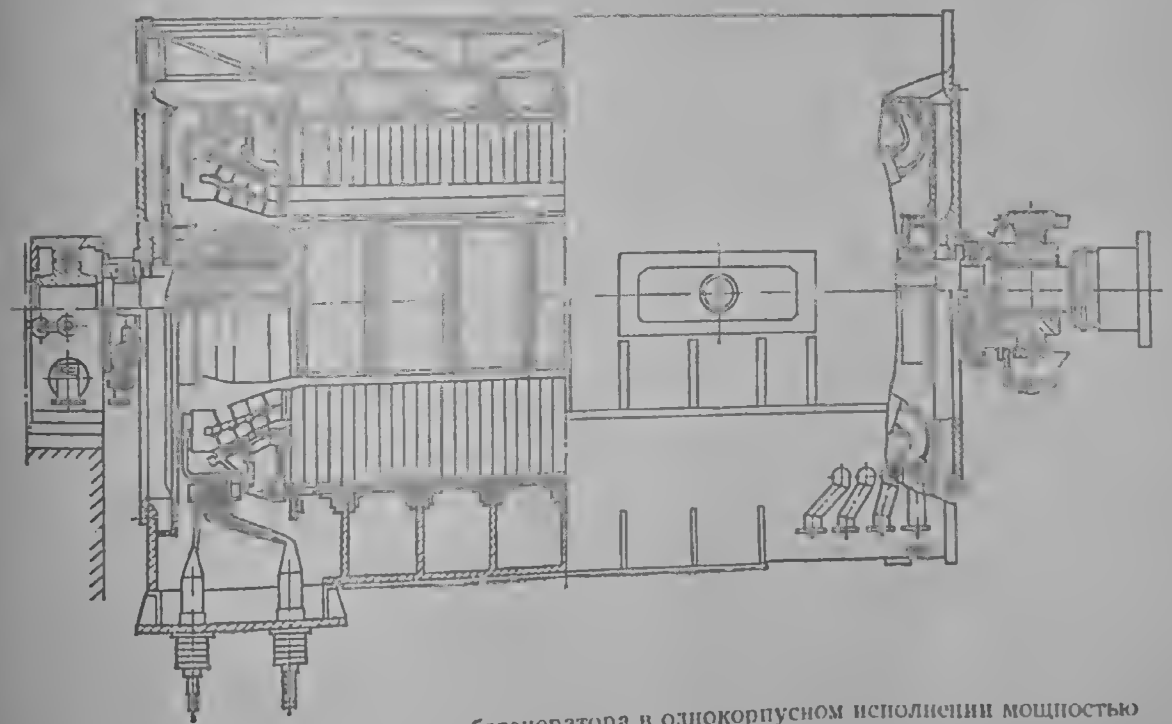


Рис. 7-14. Продольный разрез турбогенератора в однокорпусном исполнении мощностью 200 *Мвт* (с непосредственным охлаждением)

прикасающаяся с водой, выполняется из латуни, а внешняя, соприкасающаяся с газом, из дюралюминия.

На рис. 7-9 показан разрез турбогенератора со щитовыми подшипниками. Здесь подшипники с обеих сторон машины встроены в мощные торцевые щиты корпуса статора. Применение щитовых подшипников вместо стоя-

ковых может привести к некоторому уменьшению расстояния между осями подшипников и повышению критической скорости вала ротора.

На рис. 7-14 показано типичное однокорпусное исполнение турбогенератора средней мощности.

2. Обмотка статора. Сечение пазов статоров турбогенераторов показаны на рис. 7-15. Обмотка с косвенным охлаждением обычно применяется в турбогенераторах средней мощности. Для нее характерно относительно малая высота элементарных проводников и относительно высокий паз. Элементарные проводники имеют полную транспозицию в пазовой части. Ширина паза также не должна быть особенно большой для того чтобы не иметь большую удельную тепловую нагрузку на стенки паза.

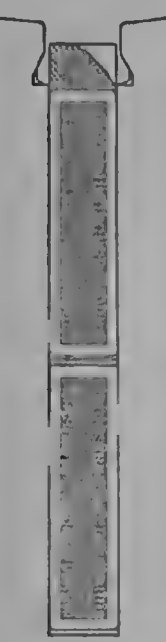
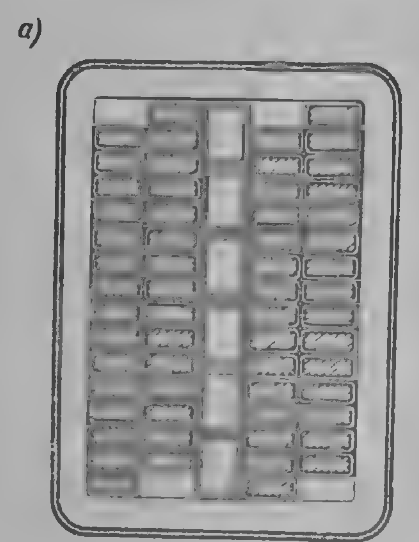


Рис. 7-15. Сечение паза статора турбогенератора с двухслойной обмоткой



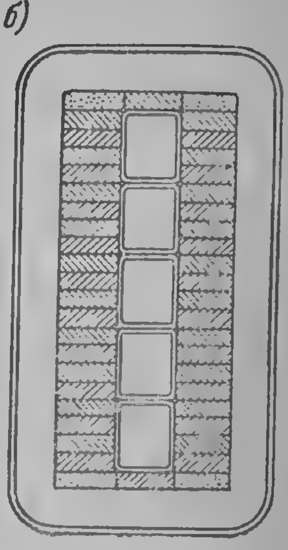


Рис. 7-16. Сечение стержня статорной обмотки с непосредственным водородным охлаждением: *а* — двойной стержень; *б* — одинарный

При непосредственном водородном охлаждении обмотки статора внутри обмотки устанавливаются металлические изолированные трубки прямоугольного сечения, обладающие большим удельным электрическим сопротивлением для снижения дополнительных электрических потерь в них. Обычно трубки выполняются из немагнитной стали с толщиной стенки около 0,5 *мм*.

Стержень может состоять из одинарной (рис. 7-16, *б*) или двойной (рис. 7-16, *а*) плетенки с одинарным или двойным расположением вентиляционных трубок по ширине паза. Двойной по ширине стержень применяется при малом числе крупных пазов, что может иметь место при очень больших мощностях машин или машин средней мощности при большом объеме тока в пазу. Последнее обстоятельство имеет место обычно при одной параллельной ветви в фазе.

Охлаждающий газ перемещается в вентиляционных трубках под действием компрессора, установленного на валу ротора. Впуск газа происходит на одной, выпуск газа — на другой стороне машины, в районе головок лобовых частей обмотки. Для этого сплошная изоляция на головках не устанавливается, а для уменьшения вероятности электрического перекрытия между открытыми головками на них надеваются изоляционные седла, обеспечивающие доступ газа к вентиляционным трубкам.

Стержни имеют полную транспозицию в пазовой части обмотки, а иногда и в лобовой ее части. Элементарные проводники могут выбираться достаточно низкими, и поэтому можно добиться относительно низких дополнительных потерь в них даже при глубоких пазах.

Соединительные шины и выводы такой обмотки обычно имеют также непосредственное водородное охлаждение.

При непосредственном водяном охлаждении обмотки охлаждающая вода (дистиллят) протекает обычно по полым прямоугольным медным трубкам (проводникам), которые также обтекаются рабочим током. Полые проводники изолируются как и сплошные элементарные проводники. Высота полых проводников по конструктивным соображениям должна быть существенно большей, чем сплошных, поэтому дополнительные потери в них будут существенно выше, чем в сплошных. Возможны следующие комбинации сплошных и полых проводников (рис. 7-17). Условия охлаждения стержня на рис. 7-17, *а* весьма благоприятны, так как каждый элементарный проводник обтекается водой. Однако дополнительные потери в стержне могут быть достаточно высоки, поэтому такое выполнение целесообразно при не очень глубоком пазе. При смешанной меди на один полый

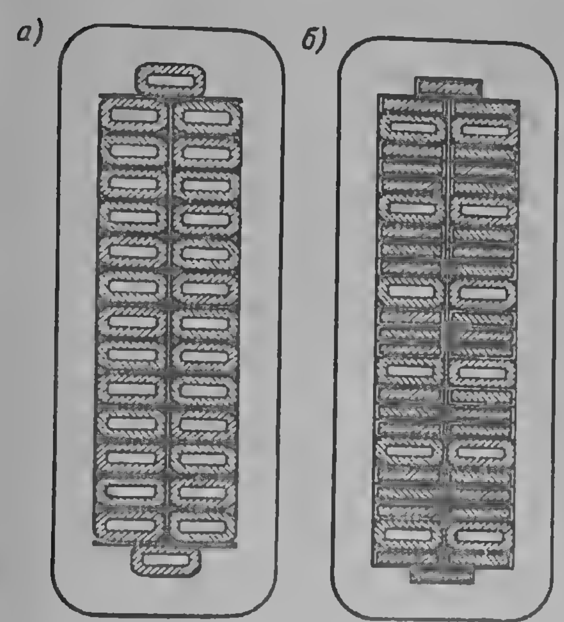


Рис. 7-17. Сечение стержня статорной обмотки с водяным охлаждением: *а* — стержень выполнен из полых элементарных проводников; *б* — на один полый — три сплошных элементарных проводника

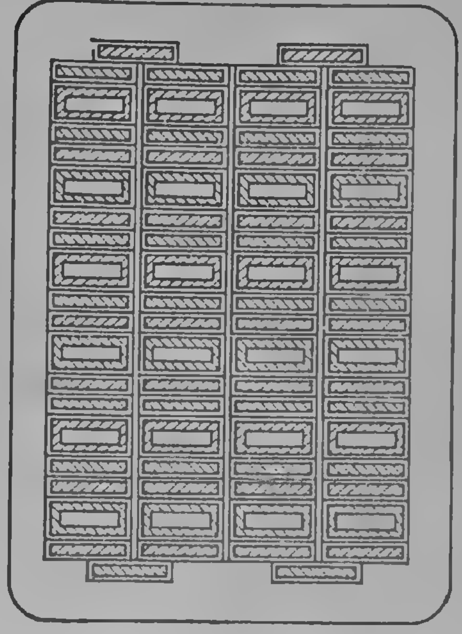


Рис. 7-18. Сечение двойного стержня статорной обмотки с водяным охлаждением

проводник приходится один, два или три сплошных проводника. Наибольшее распространение получила комбинация из одного полого и двух сплошных проводников. Условия охлаждения такого стержня достаточно благоприятны, так как расход воды через стержень может быть обеспечен необходимого уровня, а температурный перепад между сплошными и полыми проводниками достигает всего 3—5 *град*. В то же время при такой комбинации полых и сплошных элементарных проводников суммарные дополнительные потери в стержне еще относительно невелики, поскольку высота сплошных проводников может быть выбрана достаточно малой.

Рассматриваются также варианты (рис. 7-17, *б*), когда на один охлаждаемый элемент приходится 3 и более сплошных проводников. В этом случае полая трубка должна выбираться большого сечения, чтобы обеспечить необходимый расход воды через стержень. Такая трубка практически должна выполнять только функции охладителя, расположенного в стержне, а не проводника. Она может выполняться из тонкостенной немагнитной стали. Температурный перепад между сплошными проводниками и полой трубкой будет, конечно, больше, чем в первых двух случаях.

Применение в качестве охладительного элемента трубки из немагнитной стали вместо меди имеет, вообще говоря, то преимущество, что кавитационные и эрозионные процессы в немагнитной стали наступают при значи-

тельно больших скоростях протекания воды, чем в трубках из меди. Однако практически предельные скорости воды в медных трубках даже у самых мощных турбогенераторов пока не достигнуты.

Конструкция с немагнитными полыми охлаждающими трубками широкого развития не получила.

Все стержни с непосредственным водяным охлаждением проводников имеют полную транспозицию элементарных проводников в пазовой части, а у крупных турбогенераторов — и в лобовой части обмотки. Стержни могут выполняться с одинарным или двойным плетением по ширине паза (рис. 7-18). Двойной стержень применяется при весьма больших объемах тока в пазу.

Охлаждающая вода подается от коллекторов в каждый стержень через изолированный шланг (рукав) и специальный наконечник в головке лобовой части. Выпуск воды осуществляется через наконечник и изоляционный шланг такой же конструкции.

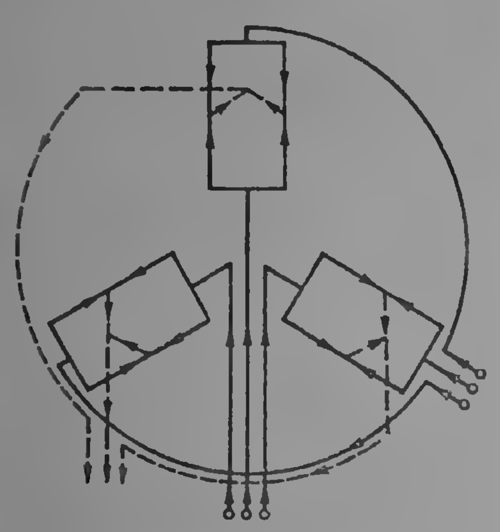


Рис. 7-19. Схема охлаждения обмотки статора водой при последовательном соединении «по воде» половины фазы

Сплошными линиями показана обмотка, штриховыми — вода

Наибольшее распространение получила такая конструкция, когда два стержня (виток) соединяются последовательно «по воде», тогда впуск и выпуск воды осуществляется на одной стороне машины (обычно на стороне, противоположной выводам). Если нет каких-либо противопоказаний, то обычно подают воду в верхний стержень, а выпускают ее из нижнего. Поскольку наибольшие потери обычно выделяются в верхнем стержне, такая схема обеспечивает несколько более низкую температуру обмотки. Для выравнивания потерь в верхнем и нижнем стержнях у мощных турбогенераторов часто практикуют выполнение нижнего стержня меньшей высоты, чем у верхнего.

У машин самой большой мощности последовательное соединение двух стержней по воде оказывается невыгодным из-за больших скоростей воды в проводниках и большом давлении воды на входе. Поэтому здесь применяют соединение по воде всех проводников параллельно. В этом случае подача воды в стержень осуществляется на одной стороне машины, а выпуск — на другой, что несколько усложняет расположение водоподводящих шлангов на стороне шин и выводов машины.

Для машин относительно небольших мощностей может применяться схема подачи воды через катушки всей или половины катушечной группы (рис. 7-19). Шины и выводы также непосредственно охлаждаются водой.

Можно представить, что водой будет охлаждаться стержень, имеющий конструкцию, типичную для непосредственного водородного охлаждения (рис. 7-16), причем по охладительным трубкам будет протекать вода. Такая конструкция практически широкого применения не получила.

В заключение отметим, что фирма «Парсонс» (Англия) применяет подачу и слив воды из обмотки без применения изоляционных шлангов, объединяя все головки одной катушечной группы в изоляционные водоподводящие (или отводящие) кожуха.

3. Обмотка ротора. Модификации пазов ротора с косвенным охлаждением показаны на рис. 7-20. На рис. 7-20, *а* обмотка имеет охлаждение с наружной поверхности бочки ротора. На других рисунках показаны подпазовые вентиляционные каналы и вентиляционные каналы в зубцах ротора.

Обмотки роторов с косвенным охлаждением применяются в настоящее время только для машин малой и — некоторыми фирмами — средней мощности.

Модификации пазов ротора с непосредственным водородным охлаждением показаны на рис. 7-21, 7-22 и 7-23. Обмотка на рис. 7-23, *г* имеет подачу газа в распределительный подпазовый канал, из которого охлаждающий газ

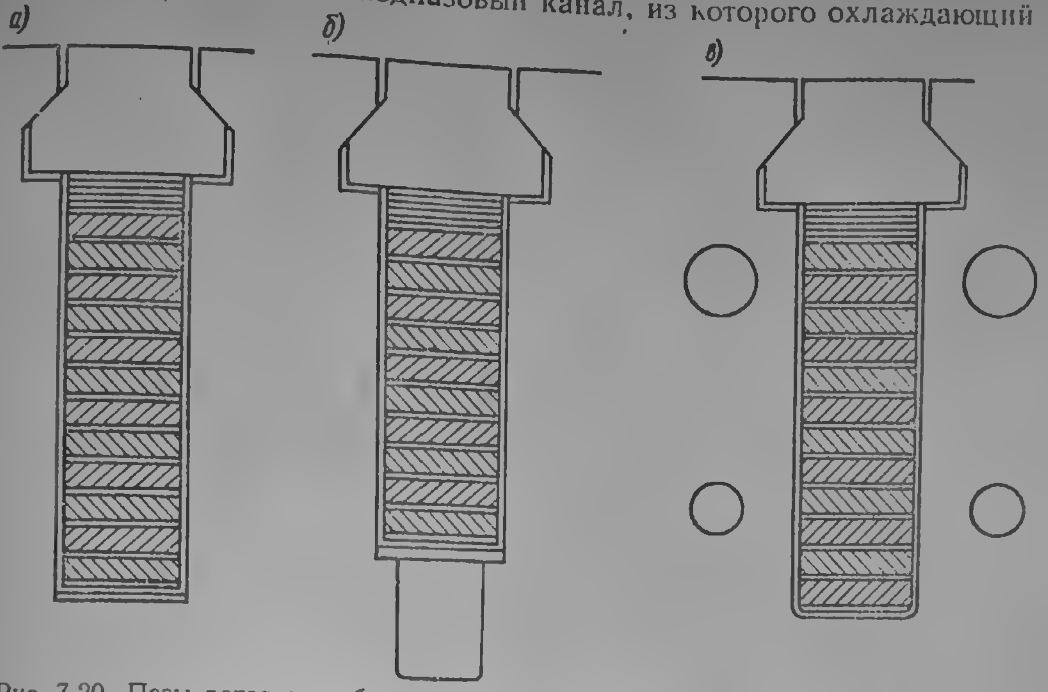


Рис. 7-20. Пазы роторов турбогенераторов с косвенным охлаждением: *а* — охлаждение с поверхности ротора; *б* — подпазовый канал; *в* — каналы в зубцах ротора

попадает в радиальные шлицы, прорубленные в меди обмотки, и выбрасывается в воздушный зазор между ротором и статором. Наличие подпазового канала не дает возможности достаточно эффективно использовать поперечное сечение ротора двухполюсной машины, поскольку ярмо ротора чрезвычайно

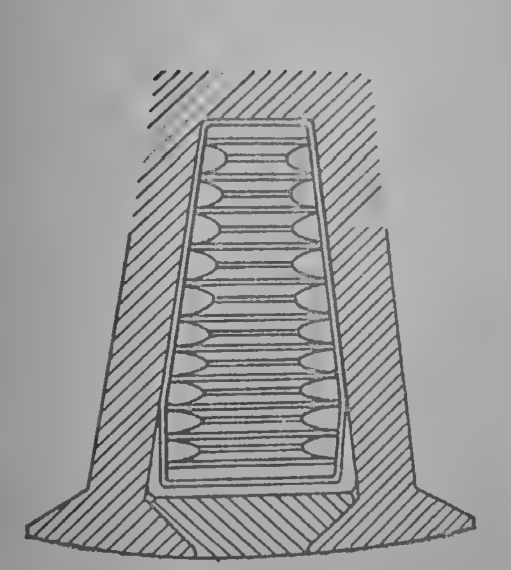


Рис. 7-21. Трапецеидальный паз ротора с непосредственным аксиальным водородным охлаждением (боковые каналы)

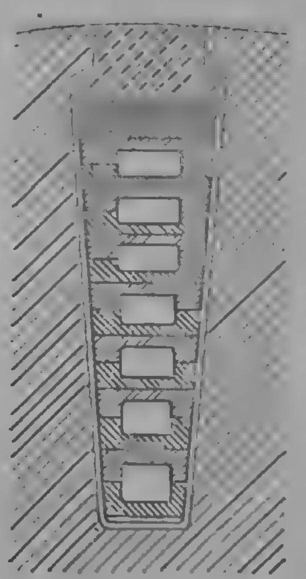


Рис. 7-22. Трапецеидальный паз ротора с непосредственным аксиальным водородным охлаждением (внутренние каналы)

использовано в магнитном и механическом отношении и свободного пространства здесь почти нет. Образование подпазовых каналов должно происходить частично за счет меди в пазах и частично за счет ярма, освобождая его от других нагрузок. Все это приводит к тому, что обеспечить подпазовые каналы необходимого сечения бывает трудно, поэтому такие системы в основ-

ном применяются для двухполюсных турбогенераторов малой и средней мощности.

В четырехполюсных турбогенераторах ярмо ротора не несет, как известно, столь больших магнитных и механических нагрузок, и поэтому подпазовые каналы необходимого сечения здесь могут быть применены с гораздо большим успехом, чем у двухполюсных машин.

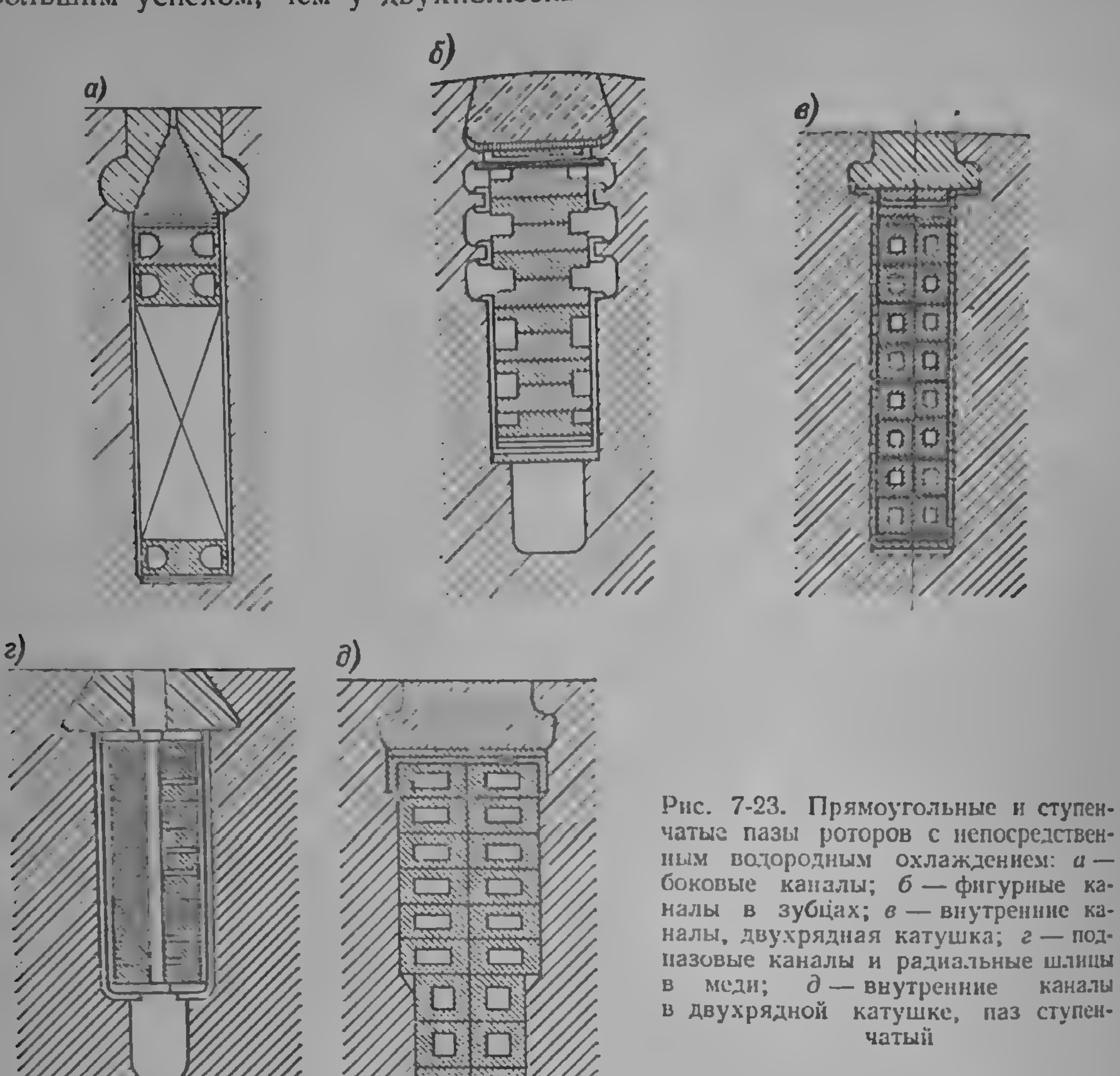


Рис. 7-23. Прямоугольные и ступенчатые пазы роторов с непосредственным водородным охлаждением: *а* — боковые каналы; *б* — фигурные каналы в зубцах; *в* — внутренние каналы, двухрядная катушка; *г* — подпазовые каналы и радиальные шлицы в меди; *д* — внутренние каналы в двухрядной катушке, паз ступенчатый

Варианты пазов, показанные на рис. 7-21—7-23, относятся к так называемым аксиальным системам охлаждения обмотки ротора. Эти системы характеризуются в основном течением водорода по полым проводникам вдоль оси машины. Полые проводники образуют внутри себя каналы различной конфигурации и расположения, причем такое разнообразие выполнения каналов диктуется как технологическими, так и патентными соображениями отдельных фирм.

Движение газа по каналам обмотки осуществляется под действием, в основном, компрессоров, установленных на валу ротора. Только у относительно небольших машин при этом удается обеспечить подачу газа по краям витка обмотки и выпуск его посередине бочки ротора. Для того чтобы обеспечить необходимый расход газа через обмотку для больших по мощности машин, витки разбивают на несколько параллельных по вентиляции участков. Например, лобовые части обмотки охлаждают отдельно, пазовая часть также может разбиваться на параллельные участки с применением подпазовых каналов для подпитки отдельных участков и т. д.

Основной сложностью при применении аксиальной системы охлаждения является обеспечение больших скоростей газа в длинных каналах ротора. Для очень больших и длинных роторов такая система практически не может быть применена даже при наличии многоступенчатых компрессоров на роторе. Однако для машин средней и большой мощности такие системы нашли достаточно широкое распространение.

На рис. 7-24 показаны пазы роторов с непосредственным водородным охлаждением, использующие принцип многоструйной самовентиляции с забором газа из зазора машины. Самовентиляция ротора характеризуется тем, что расход газа через обмотку зависит в основном от выполнения заборников и сопротивления вентиляционных каналов и в меньшей степени от внешних напорных элементов (вентиляторов или компрессоров).

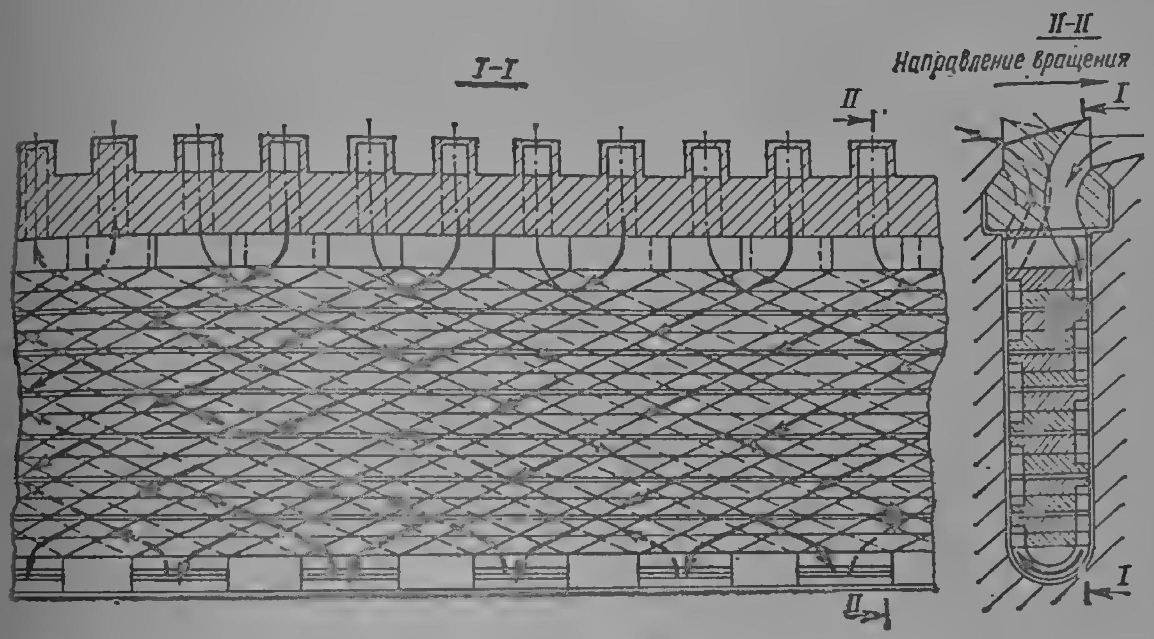


Рис. 7-24. Паз ротора с непосредственным охлаждением обмотки водородом, использующим принцип многоструйной самовентиляции

В многоструйной системе охлаждения, построенной на принципе самовентиляции, для раздачи газа по длине ротора используется воздушный зазор машины, в результате чего число параллельных путей вентиляции внутри обмотки может быть выбрано без ущерба для общего использования ротора. Наличие большего числа параллельных путей обеспечивает относительно короткие участки охлаждения по сравнению с другими системами.

Помимо высокой эффективности охлаждения, короткие участки обусловливают ряд преимуществ такой системы. В частности, здесь эффективность охлаждения практически не зависит от длины ротора, так как схема составляется из ячеек определенных размеров, не связанных с длиной ротора. Это обстоятельство имеет большое значение, особенно для мощных турбогенераторов с длиной бочки ротора, превышающей 5—6 *м*. Равномерность нагрева по длине ротора также связана с относительно короткими участками охлаждения. На рис. 7-25 показано распределение температуры вдоль ротора для аксиальной и многоструйной системы охлаждения. Если в первом случае отношение максимального превышения температуры к среднему превышению, определяемому по сопротивлению ротора, составляет около 2, то для многоструйной самовентиляции такое отношение находится в пределах 1,2—1,3.

Это обстоятельство позволяет иметь для многоструйной системы более высокую среднюю допустимую температуру, чем для аксиальных систем охлаждения, что и предусмотрено нормами ГОСТ 533—68. Сохранение для этой системы напорных элементов в виде обычных центробежных или про-

пеллерных вентиляторов хорошо сочетает такую систему охлаждения ротора с обычной радиальной системой охлаждения сердечника статора и водяного непосредственного охлаждения обмотки статора. Наконец немаловажную роль играет большая точность пересчета экспериментальных данных, полу-

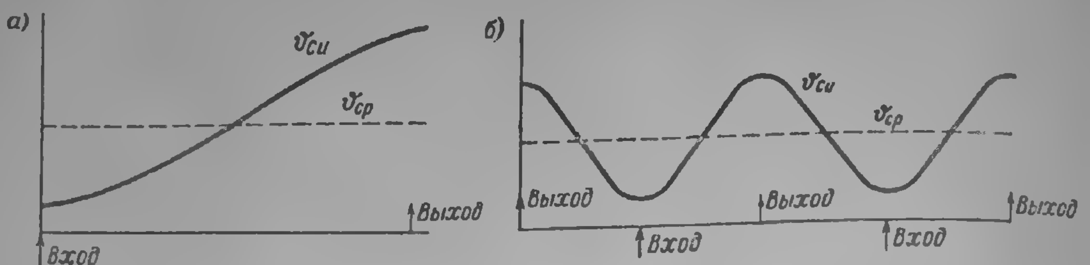


Рис. 7-25. Распределение температуры вдоль обмотки ротора: *а* — аксиальная система охлаждения, *б* — многоструйная система

ченных на одном образце, для других при условии сохранения размеров и геометрии вентиляционной ячейки.

Наиболее эффективным считается система с винтовыми каналами по рис. 7-24, обеспечивающая наименьшее внутреннее аэродинамическое сопротивление [7-8], которая с некоторыми модификациями повторена в конструкции по рис. 7-26.

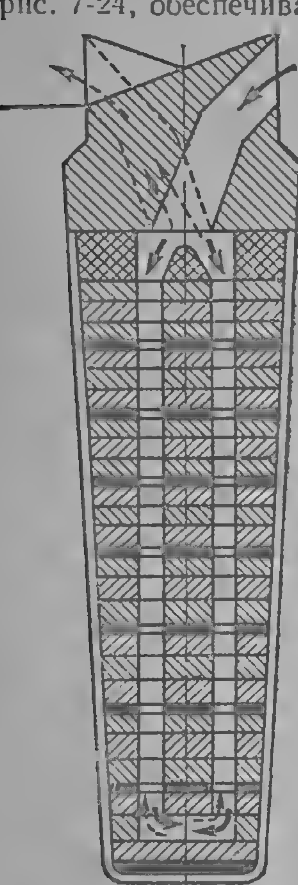


Рис. 7-26. Паз ротора с многоструйной системой вентиляции с забором водорода из зазора машины

В связи с указанными преимуществами система многопараллельной самовентиляции применяется как для роторов относительно малой мощности, так и для самых мощных турбогенераторов. В настоящее время разрабатываются дальнейшие мероприятия по повышению эффективности таких систем.

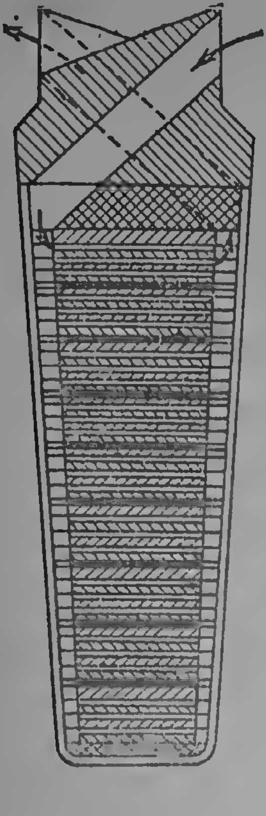
Одной из модификаций системы самовентиляции является система с поперечным по отношению к пазу течением водорода (рис. 7-27).

Следует отметить, что в настоящее время аксиальные системы для наиболее мощных машин приспосабливаются к системам многопараллельным с использованием воздушного зазора в виде распределительной системы (рис. 7-28). Здесь напорными элементами являются компрессоры, установленные на роторе. Самовентиляция ротора не используется. Как следует из рисунка, воздушный зазор в аксиальном направлении перегораживается барьерами, устанавливаемыми на роторе и статоре.

Таким образом, идея многопараллельного охлаждения обмотки ротора с использованием воздушного зазора машины в качестве питающей системы оказалась при непосредственном водородном охлаждении наиболее перспективной.

В последнее время начали применяться, в основном в опытном порядке, роторы с непосредственным водяным охлаждением обмотки ротора. Сечение пазов роторов с непосредственным водяным охлаждением показано на рис. 7-29. Витки обмотки выполняются прямоугольными с круглым отверстием внутри для протекания охлаждающей воды. Для обеспечения отверстий достаточных размеров при водяном охлаждении сечение витков выбирается обычно большим, чем при водородном охлаждении. Витки также должны быть рассчитаны на давление воды, которое возникает при вращении ротора. Все это приводит к необходимости иметь в пазу относительно малое число витков и, следовательно, большой ток возбуждения.

Поскольку основная сложность в создании надежной конструкции ротора с водяным охлаждением заключается в обеспечении герметичности всего водяного тракта, то стремятся выполнить конструкцию, удовлетворяющую следующим требованиям: а) иметь минимальное количество подводящих воду к обмотке и отводящих от нее изоляционных шлангов; б) все соединения обмотки с водяными коллекторами должны быть хорошо доступны для осмотра и контроля.



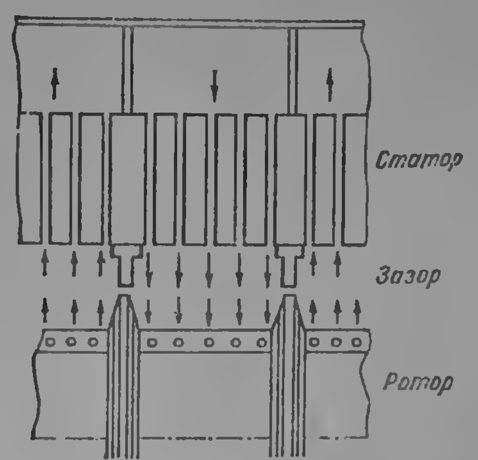


Рис. 7-28. Барьерная схема охлаждения ротора без использования самовентиляции ротора

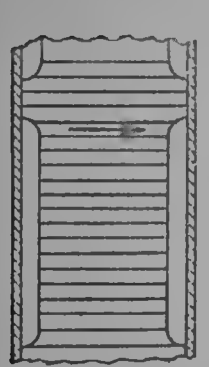


Рис. 7-27. Паз ротора с поперечной системой охлаждения и забором водорода из зазора машины

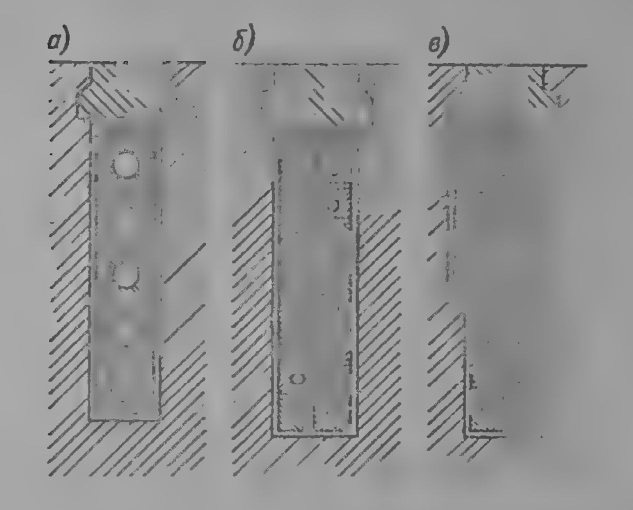


Рис. 7-29. Пазы роторов с непосредственным водяным охлаждением: *а* — прямоугольный паз с однородной катушкой; *б* — прямоугольный паз с двухрядной катушкой; *в* — ступенчатый паз с двухрядной катушкой

Первое требование приводит к необходимости иметь по возможности малое число витков в катушке и, следовательно, большой ток возбуждения. Второе требование приводит к необходимости выносить все соединения по воде за бандажный узел ротора или даже изменять традиционную схему соединения обмотки ротора.

Для машин относительно малой и средней мощности удается соединить по воде две катушки последовательно при относительно невысоких токах возбуждения. Так, например, были выполнены первые в мире роторы с непосредственным водяным охлаждением обмоток мощностью 30 и 200 *Мвт* [7-12].

Для машин мощностью 300—500 *Мвт* может быть применена схема с охлаждением каждой катушки отдельно. Машины большей мощности требуют параллельного соединения по воде полукатушек отдельных витков или даже полувитков. Такое выполнение, конечно, усложняет конструкцию роторов с непосредственным водяным охлаждением.

В заключение отметим, что в пазах роторов иногда укладывается также демпферная обмотка, призванная защитить элементы конструкции ротора от протекания по ним вихревых потоков. Демпферная обмотка выполняется в виде медных полос, которые укладываются непосредственно под пазовым клином. Замыкание демпферных стержней между собой осуществляется с помощью специальных медных гребенок, устанавливаемых в торцевой зоне ротора непосредственно под бандажным кольцом. Зубцы гребенки заходят в пазы ротора, где соединяются обычно внахлест с демпферными полосами. Места соединений демпферной обмотки не пропаиваются, а только серебрятся, для того чтобы конструкция была легко разборной.

Часто на роторах устанавливается не полная демпферная система, а только замыкающие гребенки в торцевой части бочки. В этом случае в пазу остается несколько больше места для основной обмотки. Установка замыкающих гребенок тем не менее обеспечивает высокую термическую стойкость ротора при несимметричных режимах, поскольку наиболее повреждаемой зоной при таких режимах является торец бочки ротора.

Пазовые клинья ротора обычно выполняются из дюралюминия для уменьшения механической нагрузки на ротор. В особых случаях эти клинья могут изготовляться и из немагнитной стали или титанового сплава. Титановый сплав имеет преимущества, поскольку его плотность составляет 0,57 плотности стали, и, следовательно, он будет меньше нагружать ротор в механическом отношении, чем стальной клин.

7-4. ЗАДАНИЕ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ

Проектирование турбогенератора слагается из проработки задания, определения основных активных размеров, проведения поверочных расчетов и конструирования машины по этим размерам.

В общем случае, когда речь идет о генераторах новых типов, т. е. о генераторах, к которым предъявляются особые требования относительно исполнения или параметров, уже в первой стадии проработки технического задания часто прибегают к исследовательским и опытным работам для уточнения и обоснования самого технического задания. В этом случае техническое задание на проектирование может уточняться во время проектирования.

Предполагается в дальнейшем более простой случай, когда задание будет содержать такие требования, которые могут быть выполнены на основе опыта предшествующего проектирования, изготовления и эксплуатации генераторов.

Типовые турбогенераторы требуют меньше времени и средств не только на проектирование, но также, что является главным, на изготовление и освоение в эксплуатации. Освоение производства и эксплуатации, в течение которых выявляются особенности новых конструкций, требует длительного времени и по крайней мере нескольких образцов новых машин. Характерно, что и себестоимость новых образцов турбогенераторов в начальный период производства всегда выше, чем при серийном их изготовлении. Первый образец имеет себестоимость примерно в 1,5—1,4 раза выше, чем генераторы последующих выпусков.

Поэтому к проектированию и изготовлению новых турбогенераторов прибегают в случае, если найдены новые прогрессивные методы конструирования или новые материалы, которые, несмотря на повышенные первоначальные затраты, в дальнейшем должны привести к значительной экономии и повышению надежности в эксплуатации или если требуемые параметры турбогенераторов уже не могут быть выполнены в рамках существующих кон-

струкций. Последнее обстоятельство имеет место, например, при проектировании турбогенераторов предельных мощностей.

Одно из основных требований по обеспечению высокой эксплуатационной надежности — это длительная проверка конструкции в эксплуатации и отработка в производстве. Важно отметить, что от первоначального выбора конструкции зависит возможность ее дальнейшего развития. Предпочтение следует отдавать конструкциям, имеющим перспективу применения для широкого диапазона мощностей; тогда перестройка производства на новые конструкции и технологию будет происходить реже и надежность в эксплуатации повысится.

Обычно в руководствах по проектированию турбогенераторов предполагается определенный уровень развития материаловедения, конструирования и расчета, что фактически фиксируется приведенными рекомендациями. Поэтому такие рекомендации являются в этом смысле ограниченными и всегда могут и должны быть пересмотрены при применении новых материалов или принципов конструирования.

В техническом задании по проектированию указываются: 1) номинальная мощность P, *кв·а*; 2) номинальный коэффициент мощности $\cos\varphi$; 3) номинальное напряжение U, *в*; 4) номинальная скорость вращения n, *об/мин*; 5) номинальная частота f, *гц*; 6) отношение короткого замыкания о. к. з., или статическая перегружаемость, S, *о. е.*

Дополнительно могут указываться: 7) коэффициент полезного действия η, %; 8) переходные и сверхпереходные индуктивные сопротивления x'_d и x''_d, *о. е*; 9) требования к системе возбуждения: скорость нарастания возбуждения v, *в/сек*; потолочное напряжение $U_п$, *в*; 10) особые требования (допустимые перегрузки, несимметричные режимы, работа при емкостной нагрузке и др.).

Должны быть также указаны: 11) температура и химический состав технической охлаждающей воды; 12) специальные климатические условия работы (тропики, высота над уровнем моря, сейсмичность и пр.).

В задании могут также оговариваться специальные конструктивные условия: 13) системы охлаждения активных частей машины; 14) расположение подшипников; 15) условия транспортировки и монтажа, ограничения по габаритам и весу наиболее тяжелых частей машины и пр.

В зависимости от сложности и подготовленности технического задания указанные требования могут быть заданы все или только частично, и тогда оставшиеся пункты будут результатом дальнейшего проектирования. Например, очень часто напряжение может не задаваться, а определяться в процессе проектирования самой машины и т. д.

После получения задания по проектированию следует провести: 1) выбор основных размеров и обмоточных данных турбогенератора; 2) выбор основной конструктивной схемы и компоновки основных узлов; 3) электрический расчет; 4) тепловой расчет; 5) механический расчет; 6) вентиляционный расчет; 7) чертежную часть проекта.

Очевидно, что последовательность действий по пп. 2—7 условна и в действительности может осуществляться, как это имеет место в конструкторских бюро, практически параллельно. При выполнении же проекта отдельным лицом указанная последовательность может быть оправдана, если при этом можно воспользоваться определенным опытом или рекомендациями. В более общем случае проектировщик обычно согласовывает последовательность действий в зависимости от конкретных условий. Например, если размеры ротора выбраны заведомо бо́льшие, чем обычно принятые, то целесообразно начать расчеты с проверки механической прочности.

Очевидно, что предпочтение тому или иному варианту проекта может быть отдано на основе конкретных сопоставлений с другими проектами или выполненными машинами, а также степени подготовленности предприятия к выпуску определенной конструкции и требований эксплуатации. Поэтому в процессе проектирования производится проработка нескольких вариантов

и предпочтение отдается тому из них, который наиболее полно удовлетворяет заданию по проектированию и поставленным требованиям в отношении технологичности и экономичности конструкции.

Выбор оптимального варианта по одному или нескольким заданным параметрам не описывается в настоящей главе.

— 7-5. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОБМОТОК С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ

До введения непосредственного охлаждения обмоток классическим считалось барьерное выполнение изоляции всех частей обмотки. Это служило непременным условием надежности работы машин. Однако при этом электрическая изоляция осуществляла также и тепловую изоляцию обмоток. В турбогенераторах с обычным поверхностным охлаждением температурные ограничения наряду с ограничениями габаритов ротора являлись основными сдерживающими факторами повышения мощности в единице.

Непосредственное охлаждение открыло перед турбогенераторами широкие возможности как в отношении увеличения предельных мощностей, так и в отношении использования активных и конструктивных материалов.

Использование материалов в турбогенераторах с непосредственным охлаждением настолько выше по сравнению с турбогенераторами с обычным поверхностным охлаждением, а возрастание единичной мощности столь значительно при новой системе охлаждения, что применение нового способа охлаждения можно считать поворотным моментом в развитии крупного турбогенераторостроения.

Принцип непосредственного охлаждения состоит в том, что корпусная изоляция обмоток на некоторых участках вскрывается и охлаждающая среда непосредственно соприкасается с проводниками обмоток, в которых выделяется тепло.

Отличительной особенностью такой системы охлаждения является наличие только двух составляющих температурных перепадов в превышении температуры обмотки ϑ_{Cu}, а именно температурного перепада ϑ_α с поверхности проводников к охлаждающей среде и температурного перепада $\vartheta_в$, связанного с подогревом самой охлаждающей среды; причем теплопроводностью внутри самой обмотки в первом приближении можно пренебречь:

$$\vartheta_{Cu} = \vartheta_в + \vartheta_\alpha, \text{ град}. \tag{7-11}$$

Температура подогрева охлаждающей среды обычно определяется по выражению:

$$\vartheta_в = Q_{Cu}/(c_p L), \text{ град}, \tag{7-12}$$

где Q_{Cu} — отводимые охлаждающей средой потери, *квт*; L — расход охлаждающей среды, *м³/сек*; c_p — удельная объемная теплоемкость, *квт·сек/(м³·град)*.

Разность между температурой охлаждаемой поверхности обмотки и температурой охлаждающей среды связана с удельной тепловой нагрузкой A зависимостью:

$$\vartheta_\alpha = \frac{A}{\alpha}, \text{ град}, \tag{7-13}$$

где α — коэффициент теплоотдачи с поверхности, в *вт/(см²·град)*, A — удельная тепловая нагрузка, *вт/см²*.

Интенсивность непосредственного охлаждения достигается тем, что в обмотке машины образуются вентиляционные каналы за счет некоторого уменьшения сечения меди. Сами по себе вентиляционные каналы имеют относительно небольшое поперечное сечение, что вызывает необходимость применения для непосредственного охлаждения наиболее эффективных охлаждающих сред.

Таблица 7-6

Свойства различных охлаждающих сред по отношению к воздуху при температуре 20° С

Наименование	Воздух	Углекислый газ	Гелий	Водород	Водород ($p = 2$ кгс/см²)	Масло	Вода
	$p = 1$ кгс/см²						
Плотность	1	1,52	1/7,2	1/14,4	1/7,2	750	860
Теплопроводность	1	0,62	[illegible].8	7,1	7,1	5,3	23
Теплоемкость							
весовая	1	0,84	5,2	14,1	14,1	1,9	4,1
объемная	1	1,3	0,7	1	2	1400	3500
Кинематическая вязкость	1	0,5	6,6	7,3	3,6	2,2	1/16
Коэффициент теплоотдачи с поверхности:							
при одинаковой скорости	1	1,02	1,34	1,51	2,75	22,2	570
при одинаковом весовом расходе	1	0,7	5,5	11,8	11,8	1/32	2/35
Скорость при одинаковом коэффициенте теплоотдачи с поверхности	1	0,91	0,72	1/2	1/4	1/60	1/3100
Напор при одинаковой теплоотдаче с поверхности	1	0,72	0,91	1/2	1/8	1/520	1/6200

Введение непосредственного охлаждения обмоток сняло ряд проблем при проектировании и изготовлении мощных турбогенераторов, но одновременно возникли новые сложные проблемы: подбора изоляционных материалов, охлаждающих сред, схем охлаждения, дополнительных потерь, местных нагревов, обеспечения изоляционных промежутков, обеспечения надежности конструкции и пр.

Свойства различных охлаждающих сред по отношению к воздуху при температуре 20° С представлены в табл. 7-6. Из таблицы следует, что наилучшими охлаждающими свойствами обладает вода.

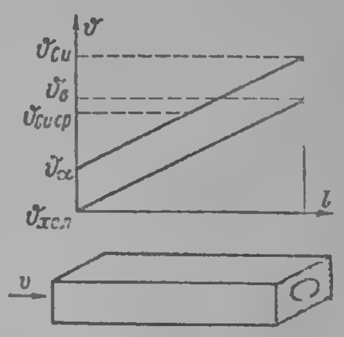


Рис. 7-30. Охлаждение полого проводника (без учета теплопроводности вдоль проводника)

При переходе к непосредственному охлаждению в первую очередь был использован тот же агент охлаждения, который применялся ранее при охладении с поверхности. Это позволило максимально использовать опыт по производству и эксплуатации турбогенераторов и добиться высокой надежности в работе машин. Для крупных турбогенераторов таким агентом является водород. Поэтому остановимся первоначально на особенностях газового охлаждения обмоток.

Как типичная может быть рассмотрена задача по охлаждению длинной полой трубки, которая обтекается током и по каналу которой протекает газ со скоростью v (рис. 7-30). Обозначим: d — диаметр канала, l — длина трубки, $p_н$ — давление газа, c — удельная теплоемкость газа, λ — удельная теплопроводность охлаждающей среды, ν — кинематическая вязкость, a — коэффициент температуропроводности. Будем полагать движение газа внутри канала турбулентным ($Re \geqslant 10\,000$).

Тогда для критерия Нуссельта, связывающего коэффициент теплоотдачи с геометрическими размерами канала и удельной теплопроводностью охлаждающей среды, будем иметь:

$$Nu = \alpha d/\lambda. \qquad (7\text{-}14)$$

Критерий Рейнольдса, определяющий характер движения охлаждающей среды:

$$Re = vd/\nu. \qquad (7\text{-}15)$$

При $\mathrm{Re} \leqslant 2300$ движение носит ламинарный характер. При $2300 < \mathrm{Re} < 10\,000$ движение носит неустойчивый характер. В практических случаях, когда имеют место элементы искусственной турбулизации потока, турбулентное движение может наступать при $\mathrm{Re} \geqslant 5000$.

Критерий Прандтля определяет свойства охлаждающей среды:

$$\mathrm{Pr} = \nu/a. \tag{7-16}$$

Связь между указанными критериями при турбулентном движении записывается так:

$$\mathrm{Nu} = 0{,}023\mathrm{Re}^{0,8}\mathrm{Pr}^{0,4}. \tag{7-17}$$

Из уравнений (7-14)—(7-17) может быть получен коэффициент теплоотдачи

$$\alpha = 0{,}023\frac{\lambda v^{0,8}}{d^{0,2}\nu^{0,8}}\mathrm{Pr}^{0,4}. \tag{7-18}$$

Формула (7-18) дает связь между коэффициентом теплоотдачи, основными свойствами охлаждающей среды, геометрическими размерами охлаждаемого тела и параметрами движения среды.

Если охлаждающая среда по тем или иным соображениям выбрана, следовательно, определены и основные параметры среды, входящие в (7-18). В руках конструктора остается только два параметра охлаждающей среды, на которые он может активно воздействовать: это скорость движения v и давление газа $p_н$.

Влияние скорости v на коэффициент α в (7-18) показано в явной форме; несколько преобразуем полученную зависимость, чтобы она была записана в явной форме также и относительно давления $p_н$.

Выражение для кинематической вязкости может быть записано так:

$$\nu = \eta/\gamma, \tag{7-19}$$

где η — динамическая вязкость, γ — плотность среды.

Динамическая вязкость η не зависит от давления $p_н$. Плотность, очевидно, будет увеличиваться пропорционально давлению, т. е.

$$\gamma_p = \gamma p_н, \tag{7-20}$$

если γ — плотность при давлении, равном 1 *кгс/см*². Следовательно, для кинематической вязкости имеем

$$\nu_p = \eta/(\gamma p_н). \tag{7-21}$$

Коэффициент температуропроводности

$$a = \lambda/(c\gamma), \tag{7-22}$$

где c — удельная весовая теплоемкость. Если c определена при давлении, равном 1 *н/м*², то при любом другом давлении $p_н$ ее величина останется неизменной и равной c. Поскольку λ — удельная теплопроводность также не зависит от давления $p_н$, то для a при давлении $p_н$ получим:

$$a_p = \lambda/(c\gamma p_н). \tag{7-23}$$

Подставляя (7-21) и (7-23) в (7-16), будем иметь для критерия Прандтля:

$$\mathrm{Pr} = \eta c/\lambda, \tag{7-24}$$

т. е. этот критерий не зависит от давления.

Критерий Рейнольдса будет следующим образом зависеть от давления

$$\mathrm{Re} = d\gamma v p_н/\eta. \tag{7-25}$$

Теперь формула для α (7-18) может быть записана так:

$$\alpha = 0{,}023 v^{0,8} p_н^{0,8}\frac{\lambda^{0,6}\gamma^{0,8}c^{0,4}}{d^{0,2}\eta^{0,4}}. \tag{7-25а}$$

Критерий Нуссельда будет зависеть от давления таким же образом, как и α.

Представленное в таком виде α зависит в явной форме от v и $p_н$. Характерным является то, что коэффициент теплоотдачи одинаково зависит от скорости газа и его давления. Таким образом, для уменьшения теплоотдачи с поверхности охлаждающего тела с одинаковым успехом могло бы быть применено повышение скорости течения газа или его давления.

В формуле для нагрева газа (7-12) расход охлаждающей среды можно записать как $L = vF = \frac{\pi d^2}{4} v$, а удельную объемную теплоемкость c_{vp} при давлении $p_н$ выразить через объемную теплоемкость c_v при давлении, равном 1 *н/м²*:

$$c_{vp} = c_v p_н.$$

Тогда формула для нагрева газа примет вид:

$$\vartheta_в = \frac{4Q_{Cu}}{\pi d^2 v p_н}. \qquad (7\text{-}26)$$

Следовательно, нагрев газа в одинаковой степени зависит от скорости v и давления $p_н$.

Для того чтобы произвести правильный выбор между давлением и скоростью течения газа, следует оценить энергетическую сторону охлаждения, т. е. рассмотреть мощность, которая должна затрачиваться на охлаждение данного устройства.

Если расход газа L и напор H, необходимый для обеспечения движения газа, определены, то потери на вентиляцию могут быть определены по выражению:

$$Q_в = LH. \qquad (7\text{-}27)$$

В практических расчетах L выражают в *м³/сек*, а H в *мм вод. ст.*, тогда потери на вентиляцию $Q_в = LH : 102$, *квт*.

Потеря напора на вентилируемом участке определяется, как известно, следующим образом:

$$H = \frac{1}{2} \xi \gamma v^2, \qquad (7\text{-}28)$$

где ξ — коэффициент сопротивления трения, который на участке канала с неизменным сечением пропорционален длине участка l, обратно пропорционален диаметру канала d и коэффициенту λ:

$$\xi = \lambda l/d. \qquad (7\text{-}29)$$

При турбулентном движении коэффициент λ может быть определен по формуле Блазиуса [7-24]:

$$\lambda = 0{,}316 : \mathrm{Re}^{0,25} \qquad (7\text{-}30)$$

или в явной форме относительно скорости и давления

$$\lambda = 0{,}316 \eta^{0,25} / (d\gamma \cdot v p_н)^{0,25}. \qquad (7\text{-}31)$$

Тогда формула для напора H (7-28) примет вид:

$$H = 0{,}158 \frac{\gamma p_н l v^2 \eta^{0,25}}{d^{1,25} (\gamma v p_н)^{0,25}}. \qquad (7\text{-}32)$$

Следовательно, напор зависит от скорости в степени 1,75 и от давления в степени 0,75. С учетом (7-27) и (7-32) потери на вентиляцию

$$Q_в = 0{,}0395 \pi \gamma p_н l \, d v^3 \eta^{0,25} / (d \gamma v p_н)^{0,25}. \qquad (7\text{-}33)$$

Вентиляционные потери, таким образом, будут в большей степени зависеть от скорости протекания охлаждающей среды и в меньшей степени от давления газа. Формула (7-33) дает зависимость от скорости в степени 2,75 и

от давления в степени 0,75. Поэтому при охлаждении отдельных проводников всегда экономически целесообразно повышать давление газа, а не скорость его протекания. При этом следует, конечно, иметь в виду, что охлаждение проводников в электрических машинах всегда осуществляется за счет конвекции, т. е. за счет принудительного движения газа вблизи охлаждаемой поверхности, и этим уже должна определяться минимальная скорость его движения.

В действительности факторами, ограничивающими давление водорода внутри машины, являются следующие.

Во-первых, сложность обеспечения газоплотности машины при высоком избыточном давлении водорода. Наиболее сложным при этом является обеспечение уплотнения вращающегося вала при выходе его из корпуса статора. Масляные уплотнения вала кольцевого и торцевого типа достаточно надежно обеспечивают работу при давлении от 1,05 до 5—6 *кгс/см²*.

Вторым фактором, ограничивающим давление водорода, является общее увеличение потерь на трение о газ. Дело в том, что водород, который используется для охлаждения проводников обмотки, обычно заполняет весь корпус машины. Это обстоятельство является весьма благоприятным, так как водород при повышенном давлении эффективно охлаждает сердечник активной стали, торцевые части машины, поверхность бочки ротора и т. д. Поэтому повышение давления водорода может быть полезным и для общего снижения температуры активных и конструктивных частей турбогенератора.

Потери на трение вращающейся поверхности о газ пропорциональны площади наружной поверхности бочки ротора, третьей степени окружной скорости и первой степени давления газа. Они могут быть представлены для бочки ротора в виде (при вращении в водороде):

$$Q_2 = 5{,}73 \cdot \frac{p_н D_2^4 l_2}{p^3} \left(\frac{f}{50} \right)^3, \ \text{квт}, \quad (7\text{-}34)$$

где D_2 — диаметр бочки ротора, *м*; l_2 — длина бочки ротора, *м*; $p_н$ — абсолютное давление, *кгс/см²*.

По мере роста давления водорода эти потери могут составлять значительную долю всех потерь в машине. Например, для турбогенератора мощностью 300 *Мвт* эти потери достигают 7% всех потерь в машине при номинальной нагрузке.

В каждом конкретном случае могут быть проведены расчеты с целью определения оптимальных соотношений между давлением водорода и скоростью газа в каналах проводников обмотки. Практика показывает, что давление водорода при косвенном охлаждении должно составлять 2—3 *кгс/см²*.

Большая часть турбогенераторов с непосредственным водородным охлаждением обмотки ротора и косвенным водородным охлаждением обмотки статора имеет давление внутри корпуса 3—6 *кгс/см²*. При этом достигается высокая эффективность охлаждения как обмотки ротора, так и обмотки статора.

Насколько эффективно повышение давления водорода в таких конструкциях, показывает следующий конкретный пример для турбогенератора мощностью 100 *Мвт*:

Давление, *кгс/см²* . . .	1,05	2	3
Мощность, %	50	75	100

При давлении свыше 4 *кгс/см²* эффективность охлаждения практически исчерпана, поскольку дальнейшая интенсификация охлаждения статорной обмотки не может быть достигнута (при косвенном охлаждении) за счет улучшения охлаждающих свойств газа.

При непосредственном водородном охлаждении обмотки ротора и непосредственном охлаждении обмотки статора давление водорода эффективно

повышать до 4—6 *кгс/см²*. Зависимость мощности от давления водорода при этом будет иметь примерно следующий характер:

Давление, *кгс/см²*	1,05	2	3	4
Мощность, %	25	48	73	100

Таким образом, повышение давления водорода до 4—6 *кгс/см²* имеет большое значение для повышения мощности в единице. Наиболее высокие избыточные давления применяются у турбогенераторов самых больших мощностей. Так, например, если давление водорода для турбогенератора мощностью 200 *Мвт* составляет 4 *кгс/см²*, то для турбогенератора 500 *Мвт* это давление достигает уже 5,5 *кгс/см²*.

Рекомендованная шкала давлений согласно нормам МЭК следующая: 1,035, 2, 3, 4, 5 *кгс/см²*. В каждом конкретном случае могут быть проведены расчеты с целью определения минимальных потерь на трение и вентиляцию. Например, в [7-30] приведена такая оптимизация (рис. 7-31), которая показывает, что минимум имеет довольно пологий характер и номинальное давление может отличаться от максимального без большого ущерба для машины.

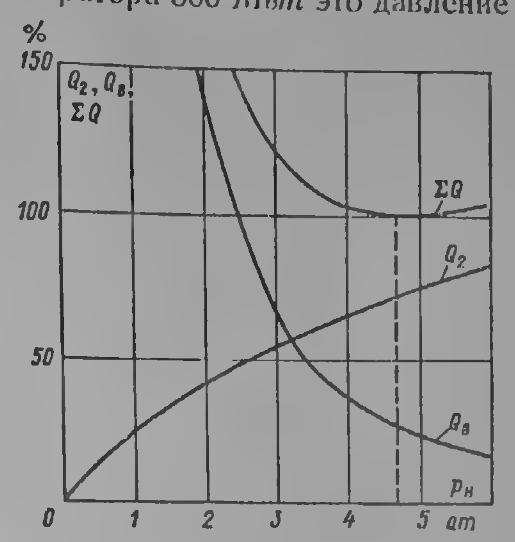


Рис. 7-31. К определению оптимального давления водорода

Q_2 — потери на трение бочки ротора о газ. $Q_в$ — потери на вентиляцию. $\sum Q = Q_2 + Q_в$

Чрезвычайно большое значение для оценки непосредственного охлаждения имеет также выбор длины охлаждаемого участка. При газовом охлаждении длина охлаждаемого участка для обмотки статора составляет длину одного стержня. Длина охлаждаемого участка определяется электрическим расчетом, и она тем больше, чем больше мощность машины. Поэтому для больших машин такая система охлаждения не может быть очень эффективной.

При газовом охлаждении длина охлаждаемого участка для обмотки ротора может быть выбрана в первую очередь из соображений эффективности охлаждения.

Особенностью непосредственного водородного охлаждения обмотки ротора следует считать относительную простоту подвода охлаждающей среды к вращающимся проводникам ротора. Здесь длина охлаждающих каналов может быть выбрана значительно меньшей, чем длина одного витка или катушки, и поэтому газовое охлаждение может быть достаточно эффективным.

Для оценки влияния длины охлаждаемого участка на эффективность охлаждения можно упрощенно принять, что температура проводника определяется только температурой охлаждающей среды, а напор, необходимый для преодоления гидравлического сопротивления, пропорционален второй степени скорости и длине участка. Тогда может быть составлена следующая сравнительная таблица (табл. 7-7).

Здесь за $l = 1$ принята длина исходного проводника, n — число участков, на которое может быть разбит проводник для улучшения условий его охлаждения. При сопоставлении рассматриваются следующие три случая охлаждения. Для первого случая при любой длине охлаждаемого участка температура остается постоянной (условие $\vartheta = 1$), для второго случая постоянным сохраняется напор (условие $H = 1$) и для третьего случая при любом n остаются неизменными вентиляционные потери.

Первый случай может соответствовать охлаждению роторной обмотки средней мощности при аксиальной системе охлаждения, когда могут быть выбраны одноструйная или двух-трехструйная система разбиения ротора по длине.

Второй случай может соответствовать системе охлаждения, когда по каким-либо причинам напор, развиваемый напорными элементами, остается постоянным независимо от выбора числа и длины охлаждения участков. К этому случаю приближается ротор, работающий на принципе самовентиляции.

Наконец, в третьем случае при сопоставлении вариантов учитывается энергетическая сторона вентиляции. Здесь остается также постоянной скорость ($v = 1$). Поэтому этот случай может интерпретироваться как задача при ограниченной скорости движения охлаждающей среды, например воды или масла, в полых проводниках.

Совершенно очевидно, что при любом из высказанных подходов к выбору повышенного числа параллельных участков по охлаждению эффективность охлаждения возрастает вместе с n.

Если решается задача по проектированию турбогенераторов предельной мощности, то конструктор фактически должен исходить из первого или второго варианта, представленного в табл. 7-7, т. е. исходить из ограничений по напору или по скорости. В этих обоих случаях предельные показатели могут быть достигнуты только при максимальном возможном увеличении числа параллельно охлаждаемых участков n.

В действительности существует в каждом конкретном случае ограниченное число, на которое практически можно разделить проводник. Уже отмечалось, что высоковольтная обмотка статора практически может иметь охлаждаемые участки, равные длине статорного стержня. Низковольтная обмотка ротора может быть надежно разбита при водородном охлаждении на участки гораздо меньшей длины, чем длина одного полувитка. Здесь можно добиться многопараллельного охлаждения с высокой степенью ее эффективности. Поэтому роторы мощных турбогенераторов, как уже отмечалось, имеют многопараллельную систему газового охлаждения.

Таблица 7-7

Сопоставление эффективности охлаждения при различных длинах охлаждаемых участков

Наименование	Определяющая зависимость	Значения эффективности			
Число охлаждаемых участков n	—	1	n	n	n
Длина l	$1/n$	1	$1/n$	$1/n$	$1/n$
Скорость v	—	1	$1/n$	$\sqrt{n}$	1
Расход L	nv	1	1	$n\sqrt{n}$	n
Превышение температуры ϑ	$1/(nv)$	1	1	$1/(n\sqrt{n})$	$1/n$
Напор H	v^2/n	1	$1/n^3$	1	$1/n$
Потери на вентиляцию $Q_в$	v^3	1	$1/n^3$	$n\sqrt{n}$	1
Мощность P	$\sqrt{nv}$	1	1	$\sqrt{n\sqrt{n}}$	$\sqrt{n}$

В табл. 7-7 показан также рост мощности ротора, или, что то же, п. с. проводника при постоянной температуре и различных условиях повышения числа параллельно охлаждаемых участков. Эта мощность определяется как $\sqrt{1/\vartheta}$.

Следует оговорить, что условия, записанные в табл. 7-7, являются в достаточной мере упрощенными, поскольку здесь не учтен температурный перепад с поверхности, который может быть весьма существенным, особенно для газового охлаждения коротких участков проводников, и т. д. Однако общая

тенденция изменения параметров охлаждения при увеличении числа параллельных путей охлаждения остается, несомненно, справедливой.

При непосредственном охлаждении внутри проводника обмотки выполняются вентиляционные каналы для движения охлаждающей среды. Форма канала может быть различной, определяемой как условиями охлаждения, так и патентными соображениями.

Оптимальное отношение сечения вентиляционного канала к сечению всего витка зависит от системы охлаждения обмотки. В этом смысле различают системы охлаждения, при которых основную роль в нагреве меди обмотки играет нагрев самой охлаждающей среды, а температурный перепад с поверхности относительно мал. Такая система, например, имеет место, если достаточно длинные проводники охлаждаются водой или водородом.

При коротких каналах и газовом охлаждении наряду с нагревом самой охлаждающей среды заметную роль в общем нагреве играет также теплоотдача с поверхности. Отношение между температурой среды и перепадом температуры с поверхности зависит от конкретного выполнения схемы.

Применение непосредственного охлаждения сильно увеличивает интенсивность охлаждения обмотки, однако эта интенсивность обеспечивается за счет уменьшения сечения располагаемой в машине меди. Вследствие этого потери в обмотке значительно возрастают даже без существенного увеличения объема тока в пазу.

Практический интерес может представить вопрос о минимальной температуре обмотки при принятой системе охлаждения. В этом смысле можно говорить об оптимальном сечении вентиляционных каналов. При определении оптимального сечения канала существенную роль играют условия, при которых предполагается осуществлять охлаждение: постоянная скорость течения охлаждающей среды, постоянный напор и пр.

В дальнейшем будем предполагать в первую очередь обмотку ротора, т. е. обмотку, обтекаемую постоянным током.

Электрические потери в проводнике длиной l представим в виде

$$Q_{Cu} = \frac{i^2 l}{\gamma_\Theta q_{Cu}}(1 + \beta_\Theta \vartheta_{ср}) \cdot 10^{-3}, \text{ } квт, \qquad (7\text{-}35)$$

где i — ток, *а*; γ_Θ — удельная электропроводность меди, при температуре 40° С $\gamma_{40} = 42$ *м/(ом·мм²)*; β_Θ — температурный коэффициент сопротивления меди, при температуре 40° С $\beta_{40} = 1 : (235 + 40) = 0{,}00364$; $\vartheta_{ср}$ — среднее превышение температуры проводника над температурой холодной охлаждающей среды, например, над температурой 40° С; q_{Cu} — сечение меди, (нетто), *мм²*, причем

$$q_{Cu} = q_в + q_к, \qquad (7\text{-}36)$$

где $q_в$ — сечение витка (брутто), *мм²*; $q_к$ — сечение канала, *мм²*.

Параметры меди γ_Θ и β_Θ, а также превышение температуры ϑ могут быть приведены к любой другой температуре. Приведение же к температуре 40° С имеет тот смысл, что температура холодной охлаждающей среды в большинстве случаев имеет это или близкое к нему значение.

Как уже отмечалось, перегрев проводника по сравнению с холодной охлаждающей средой в общем случае может быть представлен в виде (7-11).

Первоначально рассмотрим случай, когда температурный перепад с поверхности равен нулю. При этом $\vartheta_{Cu} = \vartheta_в$, т. е. превышение температуры меди равно превышению температуры охлаждающей среды. Нагрев охлаждающей среды определяется формулой (7-12), причем расход среды запишем в виде

$$L = v q_к, \qquad (7\text{-}37)$$

где v — скорость движения охлаждающей среды в канале.

Здесь для упрощения предполагается, что все потери, выделяющиеся в меди, отводятся в вентиляционные каналы и, следовательно, отсоса тепла через основную изоляцию обмотки не происходит. В действительности при

водяном охлаждении проводников часть тепла может даже поступать от других активных частей машины в обмотку, например, потери в активной стали сердечника могут до некоторой степени отводиться водой, протекающей в обмотке статора. При водородном охлаждении через основную изоляцию обмотки может отводиться около 5—10% потерь, выделившихся в меди.

Однако для проводимого анализа принятые допущения вполне правомерны. При этом превышение температуры проводника

$$\vartheta_{Cu} = \frac{i^2 l \left(1 + \beta_O \vartheta_{ср}\right)}{\gamma_\Theta q_{Cu} q_к c_p v}. \tag{7-38}$$

Будем предполагать, помимо уже оговоренного, что теплопередачи вдоль меди нет и средняя температура меди равна половине максимальной. В нашем случае это соответствует линейному распределению нагрева по длине проводника. В связи с изложенным следует принять

$$\vartheta_{ср} = \frac{1}{2}\vartheta \tag{7-39}$$

и, решая (7-38) и (7-39) относительно ϑ_{Cu}, получим

$$\vartheta_{Cu} = \frac{2i^2 l}{2\gamma_\Theta c_p (q_в - q_к) q_к v - i^2 l \beta_\Theta}. \tag{7-40}$$

В отношении способов охлаждения могут быть рассмотрены следующие случаи, представляющие практический интерес.

а. Скорость течения охлаждающей среды постоянна при любом сечении канала, т. е. $v = c$, при этом (7-40) запишется как

$$\vartheta_{Cu} = \frac{2i^2 l}{2\gamma_\Theta c_p (q_в - q_к) q_к c - i^2 l \beta_\Theta}. \tag{7-41}$$

К этому случаю могут быть отнесены, например, варианты с водяным охлаждением, когда скорость воды может быть ограничена из-за условий возможной кавитации, вымывания стенок провода и пр.

б. Напор вентилятора или насоса, обеспечивающий необходимый расход, сохраняется постоянным; при этом

$$v^2 : \sqrt{q_к} = c. \tag{7-42}$$

Здесь предполагается, что гидравлический диаметр канала $d_г = \sqrt{q_к}$, что справедливо, например, для круга или квадрата. Из (7-42) имеем $v = c q_к^{0,25}$ и для ϑ_{Cu} получим:

$$\vartheta_{Cu} = \frac{2i^2 l}{2\gamma_\Theta c_p \left(q_в - q_к\right) q_к^{1,25} c - i^2 \beta_\Theta l}. \tag{7-43}$$

К этому случаю могут быть отнесены варианты, когда напор нагнетательных элементов ограничен их конструкцией или, например, по условиям технической прочности самих проводников, подводящих воду шлангов, мест соединений и пр.

в. Расход охлаждающей среды постоянный, т. е. $v q_к = c$ и $v = c/q_к$; тогда

$$\vartheta_{Cu} = \frac{2i^2 l}{2\gamma_\Theta c_p (q_в - q_к) c - i^2 l \beta_\Theta}. \tag{7-44}$$

К этому случаю могут быть отнесены варианты с напорными элементами, обладающими постоянной производительностью.

г. Потери на вентиляцию постоянны, следовательно, приближенно можно принять $v^3 \sqrt{q_к} = c$ и $v = c/q_к^{1/6}$; тогда

$$\vartheta_{Cu} = \frac{2i^2 l}{2\gamma_\Theta c_p (q_в - q_к) q_к^{5/6} c - i^2 l \beta_\Theta}. \tag{7-45}$$

Сюда могут быть отнесены варианты, когда потери на вентиляцию имеют существенное значение и их следует ограничивать, например, при водородном охлаждении длинных каналов.

Для определения минимальной температуры в рассматриваемых случаях решим уравнения вида $d\vartheta/dq_к = 0$; для случая «а» получим $(q_в - q_к) - q_к = 0$ и

$$q_к = \frac{1}{2} q_в. \tag{7-46}$$

Следовательно, при постоянной скорости течения охлаждающей среды минимальная температура имеет место при сечении канала, равном половине сечения витка.

Для случая «б» соответственно имеем $1{,}25(q_в - q_к) q_к^{0{,}25} - q_к = 0$ и

$$q_к = 0{,}555 q_в. \tag{7-47}$$

Для случая «в» минимальная температура, очевидно, будет при $q_к \to 0$, т. е. при сохранении расхода охлаждающей среды постоянным сечение канала должно быть минимально возможным. Практически такое решение обычно не применяется.

Для случая «г» получим $\frac{5}{6}(q_в - q_к) - q_к = 0$ и

$$q_к = 0{,}455 q_в. \tag{7-48}$$

Следовательно, при постоянных потерях на вентиляцию минимальная температура имеет место при сечении канала, равном 0,455 сечения витка.

Таким образом, во всех практических случаях минимальная температура обеспечивается при сечении канала около 0,5 сечения витка.

Другой предельный случай нагрева проводников будет, если пренебречь нагревом самой охлаждающей среды и принять, что превышение температуры меди равно температурному перепаду с поверхности охлаждающего канала, т. е. $\vartheta_{Cu} = \vartheta_\alpha$.

К этому случаю могут быть отнесены варианты водородного охлаждения весьма коротких участков, когда сама охлаждающая среда нагревается на относительно небольшую величину. Здесь для упрощения не будем учитывать влияние температуры на изменение потерь. Уравнение (7-13) запишем в виде:

$$\vartheta_\alpha = Q_{Cu}/(\Pi l \alpha), \tag{7-49}$$

поскольку удельная тепловая нагрузка для рассматриваемого случая может быть представлена как $A = Q/(\Pi l)$; где Π — периметр охлаждения.

На основании уже рассмотренных в этом параграфе критериальных уравнений теплопередачи коэффициент α в общем виде может быть представлен следующим образом: $\alpha = av^{0{,}8}/d_г^{0{,}2}$, где a — постоянная, определяемая физическими свойствами среды: вязкостью, теплопроводностью и пр.

Будем полагать, что сечение канала — круг или квадрат, тогда $d_г \backsim \sqrt{q_к}$ и $\Pi \backsim \sqrt{q_к}$ (здесь $\backsim$ — знак пропорциональности).

Подставляя полученные значения в (7-49), будем иметь в общем виде

$$\vartheta_\alpha = \frac{i^2}{c(q_в - q_к)(\sqrt{q_к})^{0{,}8} v^{0{,}8}}. \tag{7-50}$$

Для постоянной скорости (7-50) запишется в виде:

$$\vartheta_\alpha = \frac{i^2}{c(q_в - q_к)(\sqrt{q_к})^{0{,}8}}; \tag{7-51}$$

для постоянного напора

$$\vartheta_\alpha = \frac{i^2}{c(q_в - q_к) q_к^{0{,}6}}; \tag{7-52}$$

для постоянного расхода

$$\vartheta_\alpha = \frac{i^2}{c\,(q_в - q_к)\,q_к^{-0,4}}; \qquad (7\text{-}53)$$

для постоянных потерь на вентиляцию

$$\vartheta_\alpha = \frac{i^2}{c\,(q_в - q_к)\,q_к^{0,8/3}}. \qquad (7\text{-}54)$$

Действуя как и ранее, будем иметь уравнения для определения оптимального сечения $q_к$ в рассмотренных случаях:

$$0,4\,(q_в - q_к)\,q_к^{-0,6} - q_к^{0,4} = 0;$$

$$0,6\,(q_в - q_к)\,q_к^{-0,4} - q_к^{0,6} = 0;$$

$$-0,4\,(q_в - q_к)\,q_к^{-1,4} - q_к^{-0,4} = 0;$$

$$\frac{0,8}{3}\,(q_в - q_к)\,q_к^{\frac{-2,2}{3}} - q_к^{\frac{0,8}{3}} = 0.$$

Решения уравнений представлены в табл. 7-8, где приведены также и ранее полученные значения $q_к$.

Таблица 7-8

Оптимальное сечение охлаждающего канала при различных условиях охлаждения

Условия охлаждения	$q_к/q_в$	
	при минимальном нагреве среды	при минимальном теплоперепаде с поверхности
Постоянная скорость	0,500	0,285
Постоянный напор	0,555	0,375
Постоянный расход	0	0
Постоянные потери на перемещение охлаждающей среды	0,455	0,210

Следовательно, в практически важных случаях сечение канала при учете только температурного перепада с поверхности должно составлять 0,21—0,375 сечения витка. При выборе величины охлаждающего канала в каждом конкретном случае сочетание рассмотренных нами факторов может быть весьма разнообразным и в зависимости от этого сечение вентиляционного канала может существенно меняться.

Следует отметить большое влияние в первую очередь длины охлаждаемого канала и свойств охлаждающей среды. Естественно, что у длинных каналов оптимальное сечение ближе к значениям, полученным для случаев, учитывающих только нагрев охлаждающей среды. У коротких каналов с газовым охлаждением температурный перепад с поверхности может составлять более половины всего превышения температуры. В этом случае оптимальное сечение будет ближе к значениям, полученным для случаев, учитывающих только температурный перепад с поверхности.

Большое значение имеют электрические потери в проводниках, т. е. основные потери в турбогенераторах. В современных машинах почти всегда можно обеспечить достаточное охлаждение обмоток возбуждения при сечении канала меньшем, чем это необходимо по условиям минимальной температуры. В этом случае стремятся уменьшить сечение канала и за счет этого увеличить сечение меди с целью снизить потери на возбуждение. Обычно с этой целью, а также по технологическим соображениям и соображениям механической прочности витка сечение канала может выбираться равным 0,15—0,40 полного сечения витка.

Если сечение канала выбирается отличным от оптимального, то, естественно, условия охлаждения несколько ухудшаются.

На рис. 7-32 показаны зависимости нагрева проводника при постоянной скорости движения охлаждающей среды и изменении сечения охлаждающего канала для рассмотренных ранее случаев. Снижение сечения канала по сравнению с оптимальным в некоторых пределах может быть признано допустимым.

Задача выбора сечения самого витка $q_в$ связана не только с принятой системой охлаждения, но и с общим электромагнитным расчетом и конструкцией турбогенератора и для каждого конкретного случая должна быть решена особо.

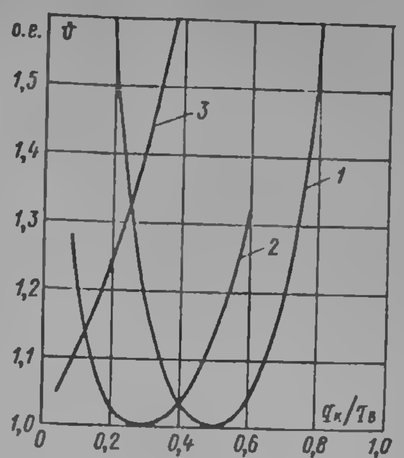


Рис. 7-32. Зависимость превышения температуры проводника от относительного сечения канала при постоянной скорости течения охлаждения среды:

1 — нагрев охлаждающей среды, *2* — температурный перепад с поверхности, *3* — электрические потери при постоянной температуре

При выборе охлаждающей среды должны быть приняты во внимание все аспекты, связанные с преимуществами и недостатками того или иного агента. В отношении охлаждающих свойств жидкостное охлаждение имеет неоспоримые преимущества там, где длина охлаждаемого участка при жидкостном и при газовом охлаждении примерно одинакова (обмотка статора).

При сопоставлении охлаждающих свойств применительно к конкретной конструкции следует учитывать, что как размеры охлаждающих каналов, так и допустимые скорости движения охлаждающей среды с различными агентами будут также различны. Например, скорость движения водорода в каналах обмоток турбогенераторов нормально составляет 30—60 *м/сек*, в то время как скорость воды в каналах обмотки статора обычно принимается 0,8—1,5 *м/сек*. Скорость масла принимается обычно еще меньшей. Однако и в этом случае жидкостное охлаждение имеет несомненные преимущества перед газовым.

В табл. 7-9 дано сопоставление эффективности газового и жидкостного охлаждения для обмоток статоров, являющееся, вообще говоря, типичной для турбогенераторов.

Таблица 7-9

Свойства охладителей по сравнению со свойствами воздуха

Среда	Теплоемкость	Плотность	Практический объем потока	Способность к теплоотводу
Воздух	1,0	1,0	1,0	1,0
Гелий, 0,035 *кгс/см²*	5,25	0,138	1,0	0,75
H_2, 2,1 *кгс/см²*	14,35	0,21	1,0	3,0
H_2, 3,1 *кгс/см²*	14,35	0,28	1,0	4,0
Трансформаторное масло	9,09	848	0,012	21,0
Вода	4,16	1000	0,012	50,0

Применение водяного охлаждения для обмоток возбуждения также представляет значительный интерес. Эффективность его, как уже отмечалось, в большой мере зависит от длины охлаждаемых участков.

Первый в мире промышленный ротор с водяным охлаждением обмотки [7-12], изготовленный заводом «Электросила» для турбогенератора 50 *Мв·а* в 1960 г, имел последовательное соединение «по воде» двух катушек, что обеспечило достаточную простоту и надежность конструкции. По такой же конструктивной схеме был выполнен ротор турбогенератора мощностью 200 *Мвт*,

находящийся в успешной эксплуатации с 1964 г. В этой связи интересно проследить за техническими данными ротора с газовым и водяным охлаждением для турбогенератора 200 *Мвт*, представленными в табл. 7-10 [7-10].

Таблица 7-10

Технические данные ротора с водородным и водяным охлаждением турбогенератора мощностью 200 *Мвт*

Параметр	Ротор с водородным охлаждением	Ротор с водяным охлаждением
Длина одного охлаждаемого канала, *м*	0,43	116,6
Количество параллельно охлаждаемых каналов	3528	11
Сечение канала в меди, %	23	24,6
Расход охлаждающей среды, *м³/сек*	7,74	0,00477
Плотность тока, *а/мм²*	8,79	8,61
Среднее превышение температуры, *град*	64	22,2

Таким образом, при относительно небольшом числе параллельных ветвей ротор турбогенератора средней мощности с водяной системой имеет достаточно эффективное охлаждение. Однако преимущества водяной системы охлаждения, особенно для турбогенераторов значительно большей мощности, могут проявиться только при значительно меньшей длине охлаждаемого канала и, следовательно, при повышенном числе параллельных охлаждаемых ветвей. В связи с этим основные усилия конструкторской мысли направлены на создание достаточно простых и надежных схем, обеспечивающих соединение «по воде» каждого витка или даже полувитка катушки ротора. Следует ожидать, что такие схемы найдут применение для турбогенераторов мощностью свыше 1600 *Мвт*.

Сердечник статора и поверхность бочки ротора имеют значительную поверхность охлаждения и достаточно эффективно могут охлаждаться водородом.

Оригинальной является также конструкция Новосибирского завода «Сибэлектротяжмаш», где весь объем сердечника статора заполнен маслом. Обмотка статора и сердечник охлаждаются в этом случае маслом*.

Непосредственное охлаждение обмоток является основным направлением в развитии турбогенераторов, практически снявшим тепловые ограничения и позволившим значительно повысить мощность в единице. Непосредственное охлаждение в таком виде, как оно сложилось сейчас, позволяет и дальше осуществлять рост мощности турбогенераторов.

Если в дальнейшем потребуется, могут быть осуществлены и более прогрессивные методы охлаждения, такие, которые наряду с интенсивным охлаждением позволят также значительно снизить потери в машине, улучшить ее параметры и т. д.; такие методы охлаждения будут связаны, по-видимому, с искусственным охлаждением [7-13], [2-8].

В заключение приведем ряд практических формул для определения коэффициента α, а также физические параметры некоторых охлаждающих сред.

Для каналов типа труб с круглым или прямоугольным сечением при охлаждении воздухом коэффициент α может быть найден по приближенному выражению:

$$\alpha = 0{,}0165\left(\frac{v}{40}\right)^{0,8}\cdot\frac{1}{d^{0,2}},\ вт/(см^2\cdot град). \quad (7\text{-}55)$$

---

* См. турбогенератор типа ТВМ-300 с водо-масляным охлаждением. — «Электротехника», 1970, № 1, с. 6—8. Авт.: Г. П. Гнедин, Я. Б. Данилевич, К. Н. Масленников, К. Ф. Потехин, В. Ф. Чириков. Н. И. Школьников, А. К. Щадринцев.

При водородном охлаждении таких каналов

$$\alpha = 0{,}0245\left(\frac{v}{40}\,p_н\right)^{0,8}\cdot\frac{1}{d^{0,2}},\ вт/(см^2\cdot град),\qquad(7\text{-}56)$$

где v — скорость, *м/сек*; $d = 4q_к/П$ — гидравлический диаметр, *см*; $q_к$ — площадь канала, *см²*; П — периметр канала, *см*.

В критерии Nu по (7-14), Re по (7-15) и т. д. также подставляется гидравлический диаметр, если сечение канала отличается от круглого.

При определении теплоотдачи с поверхности вращающегося ротора, имеющего окружную скорость v_0 (*м/сек*) и аксиальную скорость $v_а$ (*м/сек*), хорошие результаты дает выражение:

$$\alpha = \frac{1}{450}\left(1 + 0{,}125\sqrt{v_о^2 + v_а^2}\right).\qquad(7\text{-}57)$$

Для определения коэффициента α в радиальных каналах сердечника статора можно воспользоваться приближенным выражением при воздушном охлаждении:

$$\alpha = \frac{1}{450}(1 + 0{,}24v),\ вт/(см^2\cdot град),\qquad(7\text{-}58)$$

где v — в *м/сек*.

При водородном охлаждении правые части (7-57) и (7-58) надо умножить на $(1{,}5p_н)^{0,8}$.

Физические параметры некоторых газов представлены в табл. 7-11, жидкостей — в табл. 7-12.

Таблица 7-11

Физические параметры газов *

Наименование	θ, °C	c, дж/(м³·град)	λ, вт/(см·град)	ν, см²/сек	Pr
Воздух	50	1,09	0,000272	0,185	0,729
Водород					
100%	50	1,1	0,00193	1,26	0,700
96%	50	1,1	0,00170	0,948	0,58
Азот	0	—	0,000232	0,136	—
Гелий	50	0,790	0,00142 **	0,107	0,685
Углекислый газ	0	—	0,000143	0,072	—

* При $p_н = 1$ *кгс/см²*.
** При 0° С.

Таблица 7-12

Физические параметры жидкостей

Наименование	θ, °C	c, кдж/дм³ × × град	λ, вт/см·град	ν, см²/сек	Pr
Вода	40 50 60	4,14 4,13 4,11	0,00633 0,00647 0,00659	0,00663 0,00562 0,00480	4,34 3,58 2,99
Трансформаторное масло	20 40 60	1,76 1,82 1,86	0,00124 0,00123 0,00122	0,365 0,167 0,087	332 183 103
«Легкое» масло	20 50	1,83 1,94	0,015	0,0475 0,0263	190 130

Проверим характер движения жидкости в канале диаметром 0,3 *см* при скорости 100 *см/сек*. Для воды по (7-15) $\mathrm{Re} = \frac{100 \cdot 0{,}3}{0{,}562 \cdot 10^{-2}} = 5350$, для трансформаторного масла $\mathrm{Re} = \frac{100 \cdot 0{,}3}{0{,}167} = 180$, для «легкого» масла $\mathrm{Re} = \frac{100 \cdot 0{,}3}{0{,}0263} = 1140$.

Из-за высокой вязкости при масляном охлаждении труднее обеспечить турбулентность движения. Для газового охлаждения можно принять $d = 0{,}8$ *см* и скорость $V = 40$ *м/сек*. При воздушном охлаждении и давлении 1 *кгс/см*^{2} $\mathrm{Re} = \frac{40 \cdot 10^2 \cdot 0{,}8}{0{,}185} = 17\,300$, при водородном охлаждении и давлении 1 *кгс/см*^{2} $\mathrm{Re} = \frac{40 \cdot 10^2 \cdot 0{,}8}{0{,}948} = 3380$.

Если принять давление $p_н = 3$ *кгс/см*^{2}, то согласно (7-25) будем иметь $\mathrm{Re} = 10\,150$.

7-6. ОСНОВНЫЕ РАЗМЕРЫ

При выборе размеров машины основное внимание уделяют высокому использованию материалов, уровню нагрева обмотки, правильному соотношению между потерями и параметрами турбогенераторов.

Размеры машины определяют допустимый и желательный уровень электромагнитных нагрузок (система охлаждения машины предполагается выбранной) и механических напряжений; в связи с этим проектирование рекомендуется начать с выбора основных размеров и затем уже переходить к определению обмоточных данных машины.

Основными размерами турбогенератора принято считать диаметр расточки статора D_1, активную длину стали статора l_1, воздушный зазор между статором и ротором δ (все размеры здесь и далее в *мм*). Этими размерами определяются масса и габариты активных частей, а также в большей мере и конструктивная масса машины. Действительно, наружный диаметр бочки ротора будет

$$D_2 = D_1 - 2\delta. \quad (7\text{-}59)$$

Длина бочки ротора l_2, как правило, принимается равной активной длине сердечника статора или несколько большей,

$$l_2 \approx l_1. \quad (7\text{-}60)$$

Наружный диаметр спинки статора, как показывает практика, будет $D_a \approx 2{,}1 D_1$.

Степень использования активного объема турбогенератора может характеризоваться машинной постоянной Арнольда C_A, пропорциональной объему расточки статора на единицу мощности при постоянной скорости или на единицу момента при различных скоростях вращения n:

$$C_A = \frac{D_1^2 l_1 n}{P} 10^{-3} = \frac{9 \cdot 10^{-7}}{A_1 B_\delta k_{об\beta}}. \quad (7\text{-}61)$$

Зависимость C_A от мощности для различных серий турбогенераторов показана на рис. 7-33. Величина C_A, представленная в такой форме, в действительности сохраняется постоянной для турбогенераторов различных мощностей одной и той же серии, выполненных с одними и теми же или достаточно близкими по величине диаметрами. Тогда величина линейной нагрузки статора A_1 и индукция в воздушном зазоре B_δ могут приниматься постоянными.

С изменением диаметра, как правило, меняются электромагнитные нагрузки, при этом мощность изменяется быстрее активного объема. Если, например, площадь пазов изменяется пропорционально второй степени диаметра, а плотность тока остается неизменной, это приводит к изменению мощ-

ности пропорционально третьей степени диаметра. В этом случае ближе к постоянной оказывается величина, определяемая выражением:

$$C_B = \frac{D_1^3 l_1 n}{P} \cdot 10^{-8}, \qquad (7\text{-}62)$$

которая называется также машинной постоянной Видмара.

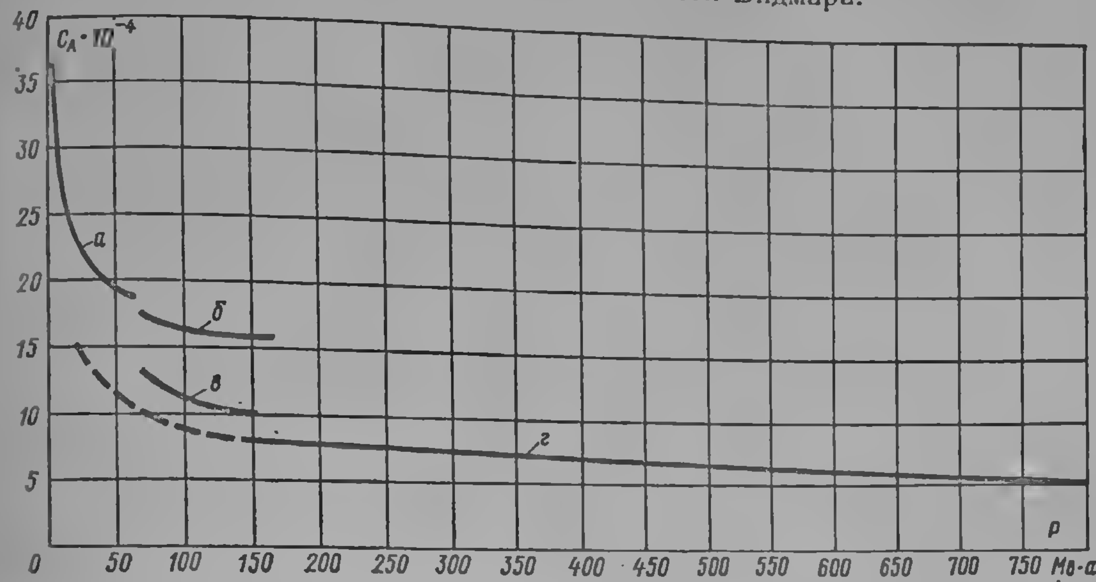


Рис. 7-33. Зависимость машинной постоянной C_A от мощности и системы охлаждения: *а* — косвенное воздушное; *б* — косвенное водородное; *в* — непосредственное водородное ротора; *г* — непосредственное водородное ротора и водяное статора

Условие сохранения неизменной постоянной Видмара приводит к изменению линейной нагрузки пропорционально диаметру. В действительности возрастание линейной нагрузки может происходить несколько медленнее, чем увеличение диаметра, и это связано в первую очередь с ограничением глубины паза, в частности, по соображениям механической прочности. Иногда полезно рассматривать машинную постоянную в виде [7-22]

$$C = \frac{D_1^{2,5} l_1 n}{P} \cdot 10^{-3}. \qquad (7\text{-}63)$$

В любой форме написания не удается подобрать выражение машинной постоянной для всего диапазона мощностей и систем исполнения такое, чтобы она оставалась действительно постоянной, но в этом и нет необходимости.

На практике обычно применяют постоянную Арнольда, зависящую от мощности машины, однако при этом всегда подразумевается, что каждой конкретной мощности соответствует определенный диаметр. Поэтому целесообразно также представить машинную постоянную зависящей от диаметра, как это показано на рис. 7-34.

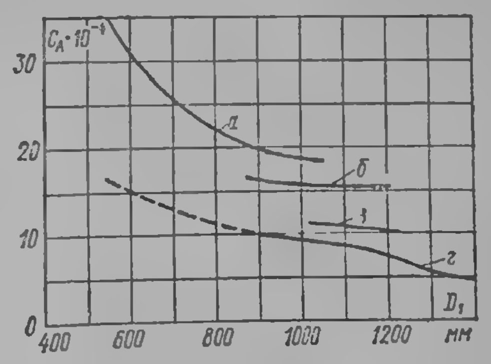


Рис. 7-34. Зависимость машинной постоянной C_A от диаметра расточки статора и системы охлаждения: *а* — косвенное воздушное; *б* — косвенное водородное; *в* — непосредственное водородное ротора; *г* — непосредственное водородное ротора и водяное статора

Значения машинной постоянной даются обычно по выполненным, хорошо работающим турбогенераторам принятой серии. Следовательно, эта зависимость машинной постоянной от мощности в скрытой форме содержит в себе все основные параметры конструирования. При решении даже типовых задач по проектированию неизбежны некоторые отклонения от уже принятых пара-

метров выполненных машин, и, таким образом, в общем случае приведенные зависимости машинных постоянных дают лишь правильную ориентировку относительно основных размеров, но ни в коей мере не могут служить для окончательного выбора их.

В дальнейшем будем пользоваться постоянной для первой оценки размеров машины, а также для сравнения выполненных машин.

В практике машиностроения часто пользуются не только машинной постоянной $C_А$, но и обратной величиной $C_Э = 1/C_А$, которая называется коэффициентом Эссона.

Для турбогенераторов от 1 *Мвт* до очень больших мощностей изменение диаметра ротора относительно невелико. Так, турбогенераторы наименьшей мощности имеют диаметр примерно 450—500 *мм*, а самые крупные 1125—1200 *мм*. Такое относительное небольшое изменение диаметров вызвано тем,

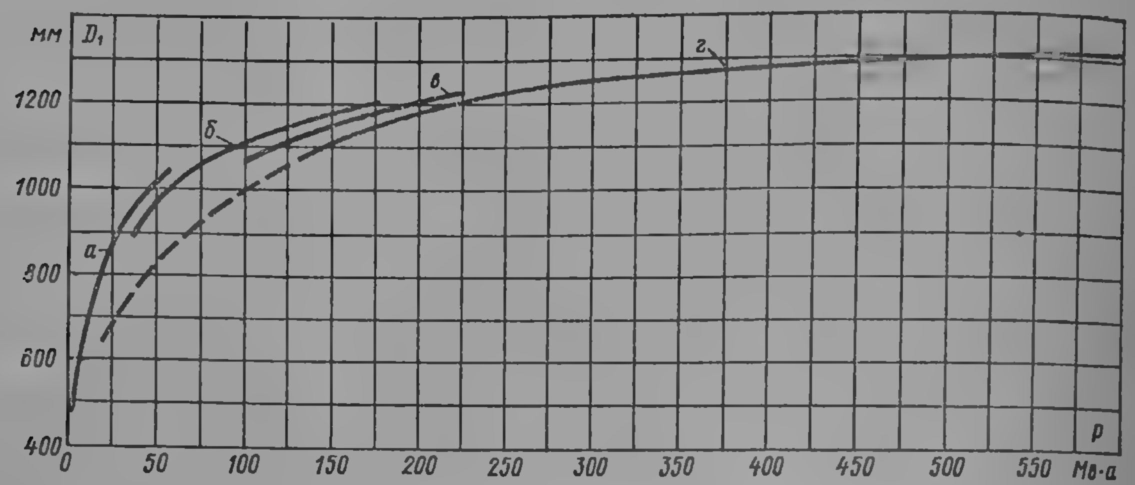


Рис. 7-35. Зависимость диаметра расточки статора D_1 от мощности и системы охлаждения: *а* — косвенное воздушное; *б* — косвенное водородное; *в* — непосредственное водородное ротора; *г* — непосредственное водородное ротора и водяное статора

что, с одной стороны, наибольшая величина их ограничивается механическими напряжениями, которые возникают при вращении в теле ротора и особенно в бандажных кольцах, крепящих роторную обмотку, и с другой — удобством размещения обмотки на малых диаметрах.

Механические напряжения в роторе приводят к тому, что выбор диаметра для самых мощных турбогенераторов ограничивается предельными допустимыми значениями по прочности. Поэтому проектирование мощных турбогенераторов относительно выбора диаметра ротора упрощается, и вынужденные решения могут быть приняты почти однозначно. Они относятся к ограниченному классу машин, причем такие машины наиболее перспективны и экономичны. Определение диаметров для таких турбогенераторов непосредственно связано с оценкой механической прочности и расчетом вариантов. Но и для машин меньших мощностей выбор диаметра является одним из основных вопросов проектирования. Рекомендуемые значения диаметров расточки статора в зависимости от мощности представлены на рис. 7-35.

При выборе основных размеров немаловажную роль играют также вопросы унификации. Если примерные значения диаметра машины определены, то при окончательном его выборе следует унифицировать возможно большее число деталей и технологических приспособлений для ряда машин ближайших мощностей, так как это позволяет значительно удешевить и упростить производство, уменьшить номенклатуру применяемых материалов и поднять производительность труда.

Сохранение точного диаметра расточки статора не дает особых конструктивных или технологических преимуществ, так как число пазов статора и размеры их определяются номинальной мощностью машины и ее напряжением; как правило, их не удается сохранить одинаковыми для машин с одним

и тем же диаметром расточки и ближайшими по шкале мощностями. Поэтому сохранение диаметра расточки статора для крупных турбогенераторов не приводит к сохранению штампов статорной стали, размеров стержней обмотки и т. д.; в лучшем случае может быть использована отливка для нажимной плиты статора. Однако основное значение здесь может иметь скорее сохранение постоянным внешнего диаметра активной стали и числа пазов (или числа статорных ребер, на которых крепится сердечник статора).

При получении близких значений диаметров стремятся сохранить постоянным диаметр бочки ротора. Действительно, размеры пазов ротора и число их не зависят от мощности и номинального напряжения машины,

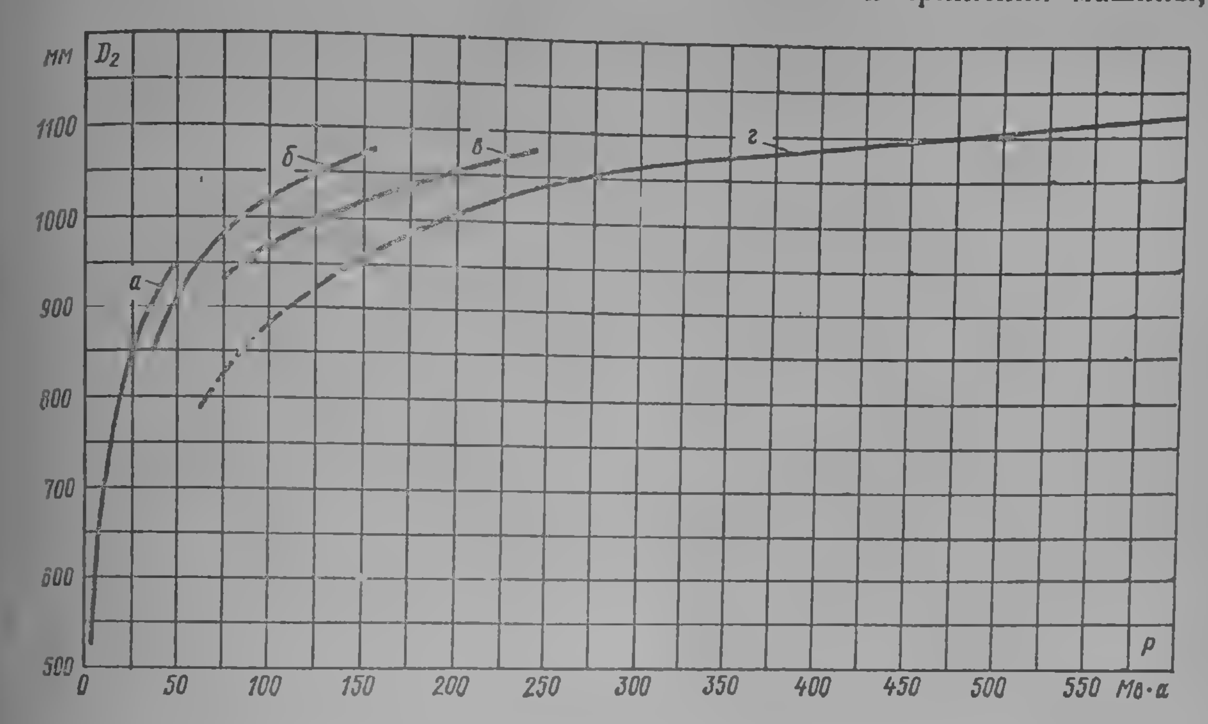


Рис. 7-36. Зависимость диаметра бочки ротора D_2 от мощности и системы охлаждения: *а* — косвенное воздушное; *б* — косвенное водородное; *в* — непосредственное водородное ротора; *г* — непосредственное водородное ротора и водяное статора

а целиком определяются диаметром бочки ротора. Сохраняя диаметр бочки ротора точно одинаковым для нескольких турбогенераторов, тем самым сохраняют всю оснастку по обработке пазов и изготовлению обмотки, профиль меди, бандажные кольца, крепящие обмотку детали и технологическую оснастку для изоляции обмоток и т. д. Все это приводит к существенному упрощению изготовления и конструирования генератора.

Ввиду изложенного серии турбогенераторов, как правило, строятся на нескольких диаметрах роторов, и при проектировании новых машин в первую очередь стремятся воспользоваться одним из имеющихся диаметров ротора, сохраняя полностью конфигурацию его зубцового слоя. Следует также заметить, что помимо преимуществ, связанных с унификацией производства, сохранение неизменной геометрии поперечного сечения ротора дает также и преимущества расчетного характера. Это позволяет с максимальной точностью воспользоваться опытными данными уже работающих роторов в отношении как электромагнитных, так и тепловых и механических испытаний.

Выбор диаметра ротора турбогенератора является одним из основных и ответственных моментов при проектировании. Влияние большого числа факторов на выбор диаметра делают эту задачу достаточно сложной и многозначной.

При определении диаметра расточки статора для рассматриваемых нами серий турбогенераторов можно воспользоваться кривыми рис. 7-35 или при выборе диаметра бочки ротора — кривыми рис. 7-36. Представленные зави-

симости в какой-то мере отражают такие требования к диаметру, которые предъявляются к машинам с нормальным исполнением.

Если диаметры бочки ротора и расточки выбраны, то, пользуясь машинной постоянной (7-61), можно определить ориентировочную длину статора и затем проверить отношение длины активной стали к диаметру

$$\lambda_1 = l_1/D_1, \qquad (7\text{-}64)$$

а кроме того, определить отношение длины бочки ротора к ее диаметру:

$$\lambda_2 = l_2/D_2. \qquad (7\text{-}65)$$

У турбогенераторов нормального исполнения эти отношения колеблются от 2 до 6. Однако, очевидно, что в известном диапазоне значений диаметров значения λ_1 и λ_2 могут находиться в приемлемых границах. Поэтому при сопо-

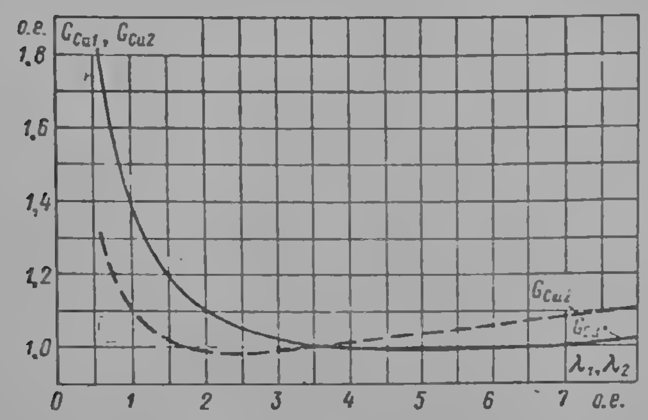


Рис. 7-37. Зависимость массы меди статора G_{Cu1} и ротора G_{Cu2} от λ_1 и λ_2

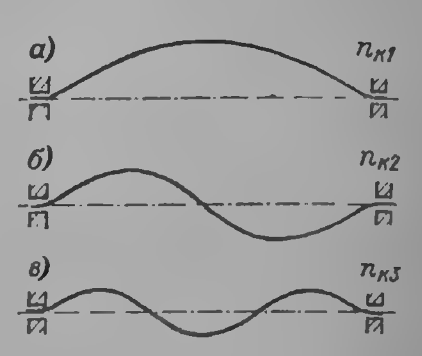


Рис. 7-38. Формы свободных колебаний вала турбогенератора на жестких опорах: *а* — первая форма; *б* — вторая; *в* — третья

ставлении нескольких вариантов с различными диаметрами следует иметь в виду, что отношение длины к диаметру может влиять на параметры машины и ее экономические показатели.

Как правило, турбогенератор с большим отношением λ_2 имеет меньшую конструктивную массу, так как при этом уменьшается относительная масса торцевых зон турбогенератора (щиты, поперечные стенки, лобовые части обмотки). Влияние отношений λ_1 и λ_2 на массу меди статора и ротора представлено на рис. 7-37 [7-4]. Минимальный расход меди для обмотки статора соответствует $\lambda_2 \approx 5$, для обмотки ротора — при $\lambda_2 \approx 2,7$, причем для $\lambda_2 \geqslant 2$ эта кривая достаточно пологая.

Отношение λ_1 играет также заметную роль в рассеянии обмотки статора, которое в основном определяет сверхпереходное сопротивление машины.

На работу машины большое влияние оказывают критические скорости вращения ротора. По соображениям спокойной работы машины и простоты балансировки желательно, чтобы критические скорости вращения не совпадали с рабочей скоростью вращения машины. Известны случаи, когда на действующих машинах рабочая скорость вращения совпадала или находилась достаточно близко от второй критической скорости. Балансировка таких машин оказывалась затруднительной, и при их работе, как правило, могли наблюдаться повышенные вибрации. Поэтому рекомендуется, чтобы критическая скорость вращения отстояла от рабочей не менее чем на 10%.

На рис. 7-38 показаны формы колебания вала ротора, соответствующие 1, 2 и 3-й критическим скоростям вращения. Только очень короткие машины малой мощности удается выполнить с жесткими роторами, т. е. с роторами, у которых рабочая скорость вращения расположена ниже первой критической скорости. В практике турбогенераторостроения у большинства роторов рабочая скорость вращения находится между первой и второй критической, однако в настоящее время имеется большой опыт длительной эксплуатации

роторов мощных турбогенераторов, у которых рабочая скорость выше второй критической. В табл. 7-14 приведены примеры таких роторов, длительное время находящихся в эксплуатации [7-10].

Для того чтобы избежать совпадения критических скоростей с рабочей скоростью вращения, все валы ротора рассчитываются на критические скорости [2-8].

Таблица 7-13

Критические скорости вращения роторов мощных турбогенераторов

Мощность, *Мвт*	Критическая скорость с учетом податливости опор, *об/мин*			Ввод в эксплуатацию, г
	1-я	2-я	3-я	
100	880	2480	5100	1937
200	1100	2880	5700	1960
300	965	2650	5400	1963

На величину критических скоростей большое влияние оказывает отношение длины активной части ротора к его диаметру λ_2, расстояние между осями подшипников, а также размеры шеек вала ротора и их конфигурация. В связи с этим окончательная оценка критических скоростей вращения может быть произведена только после разработки конструкции ротора в целом.

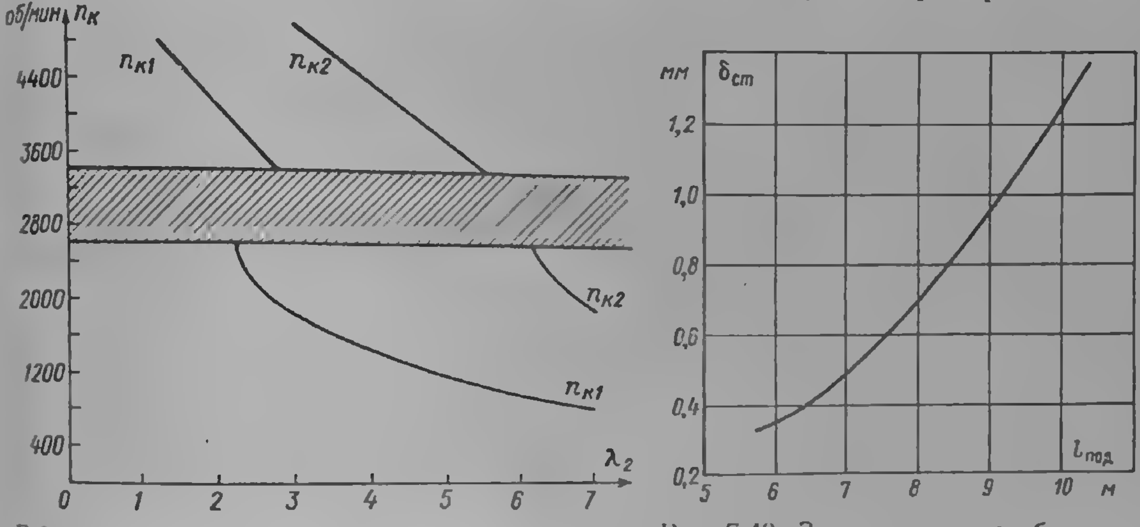


Рис. 7-39. Ориентировочная зависимость первой $n_{к1}$ и второй критических скоростей от $\lambda_2 = l_2/D_2$

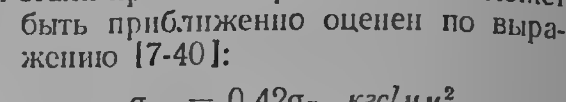
Рис. 7-40. Зависимость прогиба вала $\delta_{ст}$ от расстояния между подшипниками $l_{под}$

При этом следует иметь в виду, что конструктор может в какой-то мере регулировать значение критических скоростей без изменения основных размеров: за счет шеек вала, переходов и т. д. Поэтому при начальном проектировании достаточно правильно определить рабочую зону отношения активной части ротора к ее диаметру, исходя из конкретного выполнения хвостовин ротора и системы опор, для того чтобы в дальнейшем проверить и, если потребуется, переконструировать в первую очередь хвостовины ротора, его опоры и т. д. В исключительных случаях должны быть пересмотрены основные размеры машины, так как надежность работы машины всегда должна превалировать при создании турбогенератора.

На рис. 7-39 приведены ориентировочные зависимости первой и второй критических скоростей от отношения длины активной части ротора к его диаметру для ряда изготовленных турбогенераторов. Этими закономерностями можно воспользоваться при первоначальном определении отношения длины ротора к диаметру. Вторая критическая скорость наиболее близко подходит к рабочей при отношении $\lambda_2 = 5 \div 6$.

Следует указать еще на одно важное обстоятельство при рассмотрении длинных роторов. Под действием собственного веса ротор турбогенератора прогибается. На рис. 7-40 показан статический прогиб роторов в функции расстояния между осями подшипников.

Под действием собственного веса волокна ротора будут испытывать циклически изменяющиеся напряжения растяжения и сжатия с частотой сети. Характер величин симметричных переменных напряжений на наружных волокнах гладкой цилиндрической поверхности ротора зависит от прогиба и, следовательно, по мере возрастания длины ротора будут увеличиваться переменные напряжения. Предел усталости стали при симметричном цикле может быть приближенно оценен по выражению [7-40]:



$$\sigma_{-1} = 0{,}42\sigma_B, \ кгс/мм^2,$$

где σ_B — предел прочности, $кгс/мм^2$.

Рис. 7-41. Зависимость массы турбогенератора от $D_1^2 l_1$: *а* — с воздушным заполнением; *б* — с водородным заполнением

В реальном роторе неизбежно имеют место различного рода концентраторы напряжения в виде канавок, отверстий, переходов, стыков клиньев, посадок деталей и пр. Все это неизбежно приводит к появлению добавочных напряжений и снижению предела усталости конструкции. Эффективный коэффициент концентрации (отношение пределов усталости гладкого образца и образцов с концентраторами), определяемый обычно на образцах малого диаметра (до 30—70 *мм*), может составлять в зависимости от выполнения концентратора 1,5—2,5 и более. На снижение предела усталости большое влияние также оказывает качество обработки поверхности, большие абсолютные размеры, неравномерный нагрев бочки ротора и пр. [2-10]. Все это приводит к тому, что у особенно длинных роторов могут возникнуть опасные переменные напряжения, которые при известных обстоятельствах даже могут привести к усталостному разрушению ротора. Поэтому для машин с длинными роторами особое внимание следует уделять устранению концентраторов напряжений, тщательной обработке поверхности и пр.

Отношение λ_2 определенным образом влияет также на маховой момент ротора. Маховой момент ротора GD^2 определяет инерцию ротора и является важным параметром в расчете прочности вала при коротких замыканиях и в расчете переходных движений ротора.

Для сплошного цилиндра диаметром D_2 и длиной l_2, вращающегося вокруг своей оси, маховой момент GD^2 может быть определен по формуле:

$$GD^2 = \frac{\pi}{4}\gamma\left(\frac{D_2}{1000}\right)^4\left(\frac{l_2}{1000}\right) = \frac{1}{2}G_2\left(\frac{D_2}{1000}\right)^2, \ т\cdot м^2, \qquad (7\text{-}66)$$

где γ — плотность материала цилиндра (для стали $\gamma = 7{,}85$ $т/м^3$); G_2 — масса цилиндра, *т*.

Если, кроме того, цилиндр имеет центральное отверстие D_0, то

$$GD^2 = \frac{1}{2}G_2\left[\left(\frac{D_2}{1000}\right)^2 + \left(\frac{D_0}{1000}\right)^2\right], \ т\cdot м^2. \qquad (7\text{-}67)$$

Маховой момент ротора в основном определяется массой ротора и диаметром его бочки, он может быть вычислен по приближенной формуле:

$$GD^2 \approx 3{,}8\left(\frac{D_2}{1000}\right)^4\left(\frac{l_2}{1000}\right), \ т\cdot м^2. \qquad (7\text{-}68)$$

Общая масса турбогенератора зависит от конструкции всей машины и при принятой форме конструирования во многом будет определяться актив-

ным объемом и отношением длины l_1 к диаметру D_1. Общий вес, так же как критические скорости и маховой момент, может быть определен только после создания всей конструкции. Для ориентировки масса машины может быть оценена по величине активного объема $D_1^2 l_1$. Такая приближенная зависимость представлена на рис. 7-41.

Из факторов электромагнитного характера, влияющих на геометрию ротора, укажем на дополнительные потери в торцевой зоне машины. Поля рассеяния в лобовой части обмоток статора и ротора вызывают дополнительные потери в крайних пакетах сердечника статора, меди лобовых частей обмотки, в деталях, крепящих обмотку, и конструктивных элементах, расположенных в торцевой зоне турбогенераторов. Величина этих потерь может оказаться весьма существенной, особенно в турбогенераторах с высоким использованием.

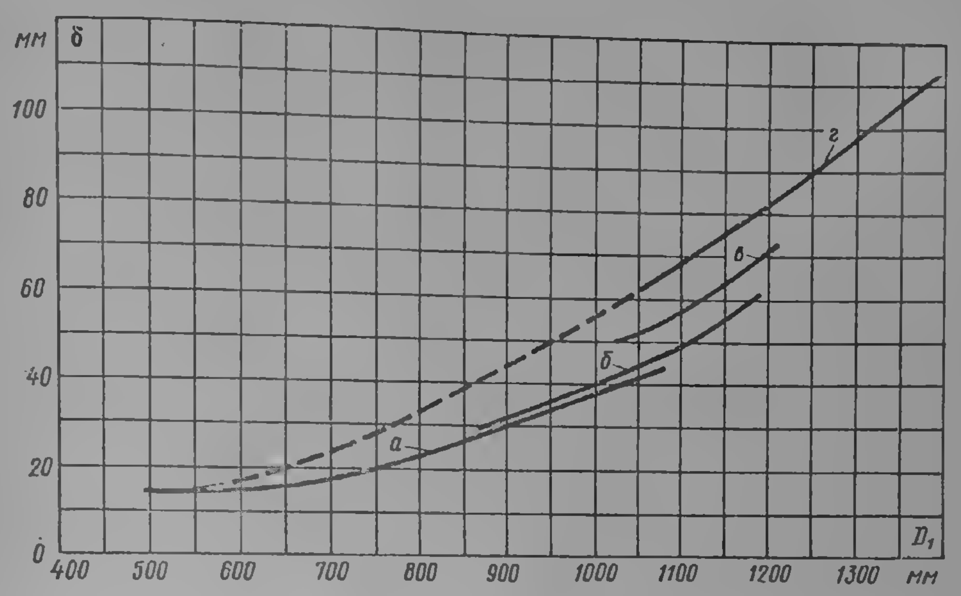


Рис. 7-42. Ориентировочная зависимость величины воздушного зазора от диаметра расточки статора D_1 и системы охлаждения: *а* — косвенное воздушное; *б* — косвенное водородное; *в* — непосредственное водородное ротора; *г* — непосредственное водородное ротора и водяное статора

Эти потери приближенно могут быть оценены, например, для режима короткого замыкания, для случая, когда бандажные кольца ротора и нажимная плита статора выполнены из немагнитной стали, по выражению:

$$Q_{к.\,к} \approx 50 \left(\frac{A_1}{1000}\right)^2 \left(\frac{D_1}{1000}\right), \; квт; \tag{7-69}$$

здесь A_1 — в *а/см*, D_1 — в *мм*.

Поскольку торцевые потери в первом приближении можно считать не зависящими от активной длины машины, то у более коротких машин они будут составлять большую долю общих потерь, чем у длинных. С этой точки зрения более длинные турбогенераторы будут иметь относительно более низкие дополнительные потери в торцевой зоне машины.

Воздушный зазор δ определяется обычно из необходимой величины о. к. з. При выборе δ можно воспользоваться приближенным выражением:

$$\delta = 0{,}22 \cdot 10^{-6} \text{ о. к. з. } \frac{A_1 D_1^{1,5}}{B_\delta}, \; мм. \tag{7-70}$$

Более быстрый рост величины воздушного зазора, чем диаметра, объясняется тем, что с ростом D_1 уменьшаются коэффициент зубчатости воздушного зазора и относительное насыщение магнитной цепи машины больших диаметров. Сильное возрастание зазора при непосредственном охлаждении иллюстрируется рис. 7-42. Представленным графиком можно воспользо-

ваться для оценки величины воздушного зазора, если линейная нагрузка A_1 и индукция в воздушном зазоре B_δ еще не выбраны.

У машин с малым диаметром воздушный зазор иногда следует принимать большим, чем это следует из выражения (7-70), главным образом для снижения дополнительных потерь на роторе от зубцовых гармонических статора, а иногда также с целью улучшения вентиляции машины.

7-7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ НАГРУЗКИ

Знание основных размеров позволяет выбрать и обмоточные данные турбогенератора. Последние связаны с основными размерами и номинальными параметрами посредством электромагнитных нагрузок. Для различных исполнений турбогенераторов всегда могут быть указаны приемлемые границы этих нагрузок с точки зрения тех или иных условий.

К удельным электромагнитным нагрузкам обычно относятся индукция B, плотность тока j и линейная токовая нагрузка A.

Помимо электромагнитных, в отдельных частях машины происходят также и другие физические процессы — тепловые и механические, интенсивность которых может характеризоваться температурой ϑ и механическими напряжениями σ и τ.

Относительно температур и механических нагрузок следует заметить, что при проектировании стремятся к тому, что эти величины были близки к допустимым для данного материала и условий его работы. Если механические напряжения превышают допустимые, это может привести к появлению нежелательных остаточных деформаций или разрушению материала и, следовательно, аварии машины в целом. Увеличение температуры активных и конструктивных частей свыше норм также не рекомендуется. Следует стремиться, чтобы возникающие в деталях механические напряжения и температуры были в близком соответствии с допустимыми значениями. Этим обычно обеспечивается оптимальное использование конструкции по механическим и тепловым условиям.

Электромагнитные нагрузки также имеют свои допустимые значения, хотя бы потому, что они определяют тепловые нагрузки и, следовательно, температурное поле машины. И если приемлемые температуры характеризуются классом примененной изоляции, то электромагнитные нагрузки определяются также и конструктивным исполнением, и прежде всего системой охлаждения.

Однако электромагнитные нагрузки зачастую определяются не только допустимыми температурами, но и требуемыми параметрами машины, к. п. д., насыщением магнитопровода и т. д.

Прогресс в повышении использования активного объема и роста мощности в единице связан со значительным увеличением линейных токовых нагрузок в турбогенераторах с непосредственным охлаждением обмоток. Линейная нагрузка изменяется в турбогенераторах в зависимости от размеров и системы охлаждения от 500 до 2100 *а/см*. Индукция же в воздушном зазоре изменяется относительно мало — от 0,65 до 0,95 *тл*.

Линейная нагрузка статора A_1 и индукция в воздушном зазоре B_δ связаны при помощи машинной постоянной Арнольда формулой (7-61). Как следует из (7-61), достаточно задаться линейной нагрузкой, чтобы найти также индукцию в воздушном зазоре. Однако удобнее A_1 и B_δ определять независимо и пользоваться машинной постоянной C_A для проверки принятых нагрузок.

Из факторов, ограничивающих величину линейной нагрузки статора, прежде всего следует остановиться на нагреве обмоток. Суммарные потери в пазовой части обмотки статора можно представить в виде:

$$Q_{Cu1} = 3I^2 \frac{w_1 l_1}{q_{Cu1} a_1 \gamma_\Theta} k_\Phi, \text{ вт}, \tag{7-71}$$

где $w_1 = z_1 s_п/(3a_1)$ — число витков в фазе, z_1 — число пазов статора, a_1 — число параллельных ветвей; q_{Cu1} — площадь сечения одного витка, *мм*²; l_1 — активная длина статора, *см*, γ_Θ — удельная проводимость меди, *см*/(*ом*·*мм*²); для 75° C $\gamma_{75} = 4600$ *см*/(*ом*·*мм*²); $k_Ф$ — коэффициент увеличения потерь (коэффициент вытеснения тока).

Если отнести эти потери к площади расточки статора $\pi D_1 l_1$, то получим потери в обмотке статора, отнесенные к единице площади расточки (удельную тепловую нагрузку):

$$A = \frac{A_1 j_1 k_Ф}{\gamma_\Theta}, \ вт/см^2. \tag{7-72}$$

Поэтому иногда для выбора линейной нагрузки и плотности тока пользуются допустимым значением произведения $A_1 j_1$, особенно для машин с косвенным охлаждением обмоток. Для машин с различными системами могут быть рекомендованы следующие значения произведения:

Охлаждение . . .	Косвенное воздушное	Косвенное водородное	Непосредственное водяное
$A_1 j_1$	1600—2000	2000—3600	6500—20 000

Если учесть, что плотность тока при косвенном воздушном охлаждении составляет 3—3,5 *а*/*мм*², а для обмоток с непосредственно водяным охлаждением 6—10 *а*/*мм*², то удельная тепловая нагрузка в первом случае составит 0,4 *вт*/*см*², а во втором — может достичь 5 *вт*/*см*².

Следовательно, с увеличением A_1 будут возрастать потери. Линейная нагрузка определяется классом изоляции, системой охлаждения, а также электрическими параметрами и экономичностью. При этом следует иметь в виду, что допустимая величина линейной нагрузки статора во многих конструкциях ограничивается потерями и нагревом обмотки ротора.

В машинах с косвенным охлаждением нагрев обмотки является главным фактором, определяющим допустимую величину линейной токовой нагрузки. В конструкциях с непосредственным охлаждением помимо нагрева выступают и другие ограничивающие факторы.

Зависимость рекомендуемых значений линейной нагрузки от диаметра расточки статора представлена на рис. 7-43. Сильное возрастание A_1 при непосредственном охлаждении связано с чрезвычайно повышенной интенсивностью охлаждения. Для одной и той же системы охлаждения линейная нагрузка, как правило, несколько возрастает с диаметром. Это связано с тем, что при сохранении плотности тока постоянной площадь пазов увеличивается быстрее диаметра.

Для всех серий турбогенераторов рекомендуемые значения A_1 близки к предельным значениям по нагреву и экономичности. В тех случаях, когда по тепловому состоянию возможно увеличение A_1, последнее может повлечь за собой снижение к. п. д. машины, если при этом переменные потери окажутся больше постоянных.

Как уже отмечалось, рост линейной нагрузки A_1 приводит к возрастанию рассеяния обмоток. Для оценки этого влияния можно воспользоваться выражением для индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора

$$x_{\sigma 1} \approx k_1 \frac{A_1}{B_\delta} \cdot \frac{h_1}{D_1} + k_2 \frac{A_1}{B_\delta} \cdot \frac{D_1}{l_1}; \tag{7-73}$$

здесь k_1 и k_2 — коэффициенты, определяемые системой единиц и обмоточными данными; h_1/D_1 — отношение высоты паза к диаметру расточки статора, D_1/l_1 — отношение диаметра расточки статора к активной длине.

Первое слагаемое представляет собой рассеяния пазовой части, второе — лобовой части обмотки. Очевидно, что при примерно одинаковом использовании и электромагнитных нагрузках машина с меньшим отношением λ_1 будет иметь большее рассеяние лобовой части, а следовательно, и всей обмотки статора. График для приближенного определения сопротивления рассеяния

обмотки статора представлен на рис. 7-44. Им можно пользоваться для нахождения $x_{\sigma 1}^{*}$ еще до выполнения расчетов, задаваясь основными размерами и электромагнитными нагрузками.

В величину, определяющую пазовое рассеяние, входит отношение высоты паза к диаметру h_1/D_1, и, следовательно, для машин с большим диаметром высота паза может быть выбрана большей, если определяющим условием явится величина рассеяния пазовой части обмотки. У машин нормального исполнения отношение $\lambda_п = h_1/D_1 = 0{,}16 \div 0{,}21$.

Выбор плотности тока статора в большинстве случаев связывают с допустимой температурой или с величиной потерь в обмотке. При косвенном охла-

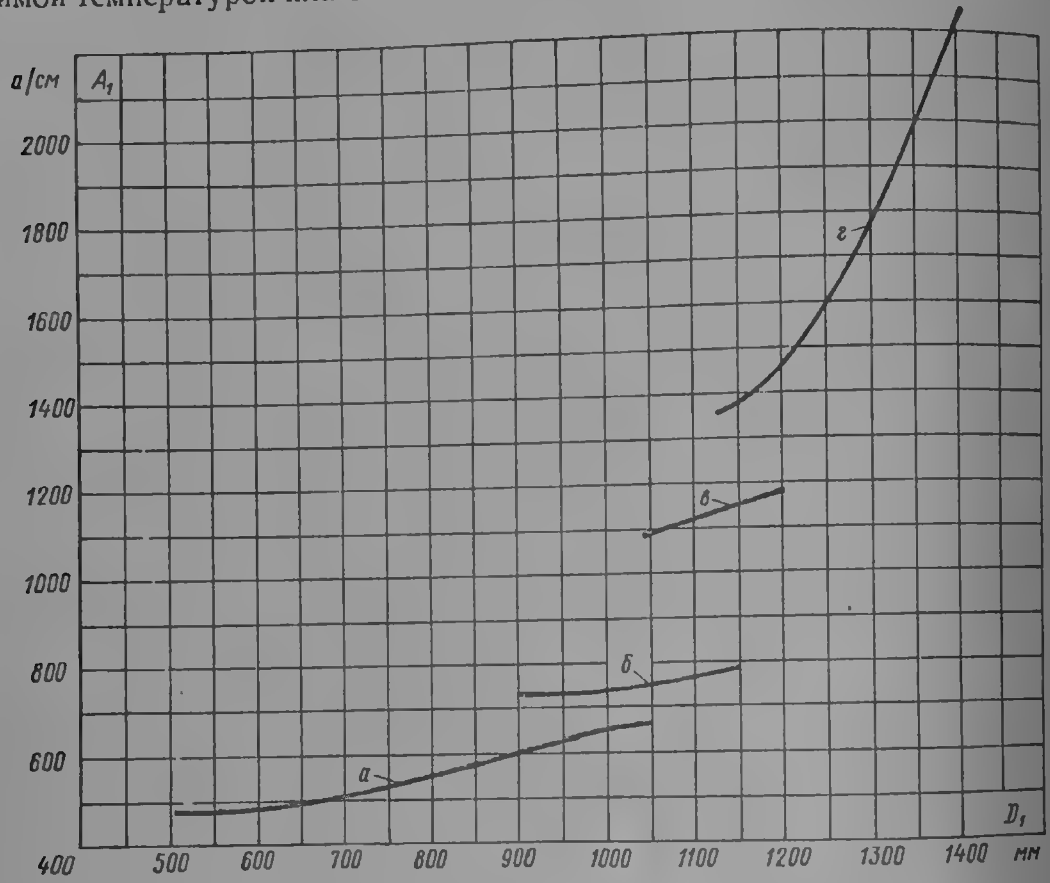


Рис. 7-43. Зависимость линейной нагрузки статора A_1 от диаметра расточки статора D_1 и системы охлаждения: *а* — косвенное воздушное; *б* — косвенное водородное; *в* — непосредственное водородное ротора; *г* — непосредственное водородное ротора и водяное статора

ждении в большинстве случаев определяющим является допустимое превышение температуры. Поэтому плотность тока j_1 при косвенном охлаждении обмоток статора зависит от номинального напряжения, ширины меди в пазу и коэффициента вытеснения тока.

При выборе плотности тока в обмотках с косвенным охлаждением может быть рекомендован следующий подход. Обычно для машин с такой системой охлаждения ограничивается не только температура обмотки, связанная с применяемым классом изоляции, но и температурный перепад в изоляции между медью обмотки и сердечником статора ϑ_i, так как этот температурный перепад определяет возможные взаимные тепловые перемещения меди относительно сердечника, которые могут привести при некоторых значениях ϑ_i к недопустимым повреждениям изоляции обмотки. Можно записать:

$$\vartheta_i = A_{п1}\delta_i/\lambda_i, \ град, \qquad (7\text{-}74)$$

где $A_{п1}$ — удельная тепловая нагрузка на изоляцию обмотки, *вт/см²*; δ_i — односторонняя толщина изоляции, *см*; λ_i — удельная теплопроводность изоляции, *вт/(см·град)*.

Если с известным допущением предположить, что потери в обмотке статора распределяются равномерно по сечению, то удельная тепловая нагрузка на боковую поверхность паза может быть представлена как

$$\Lambda_{п1} = 5j_1^2 b_{м1} k_Ф / \gamma_\Theta, \; вт/см^2, \tag{7-75}$$

где $b_{м1}$ — ширина меди в пазу, *мм*; γ_Θ — удельная электропроводность, *см/(ом·мм²)*.

Знание допустимых величин $A_{п1}$ по (7-75) само по себе дает возможность достаточно правильно выбрать плотность тока при косвенном охлаждении обмотки. Например, при косвенном охлаждении обмотки статора воздухом

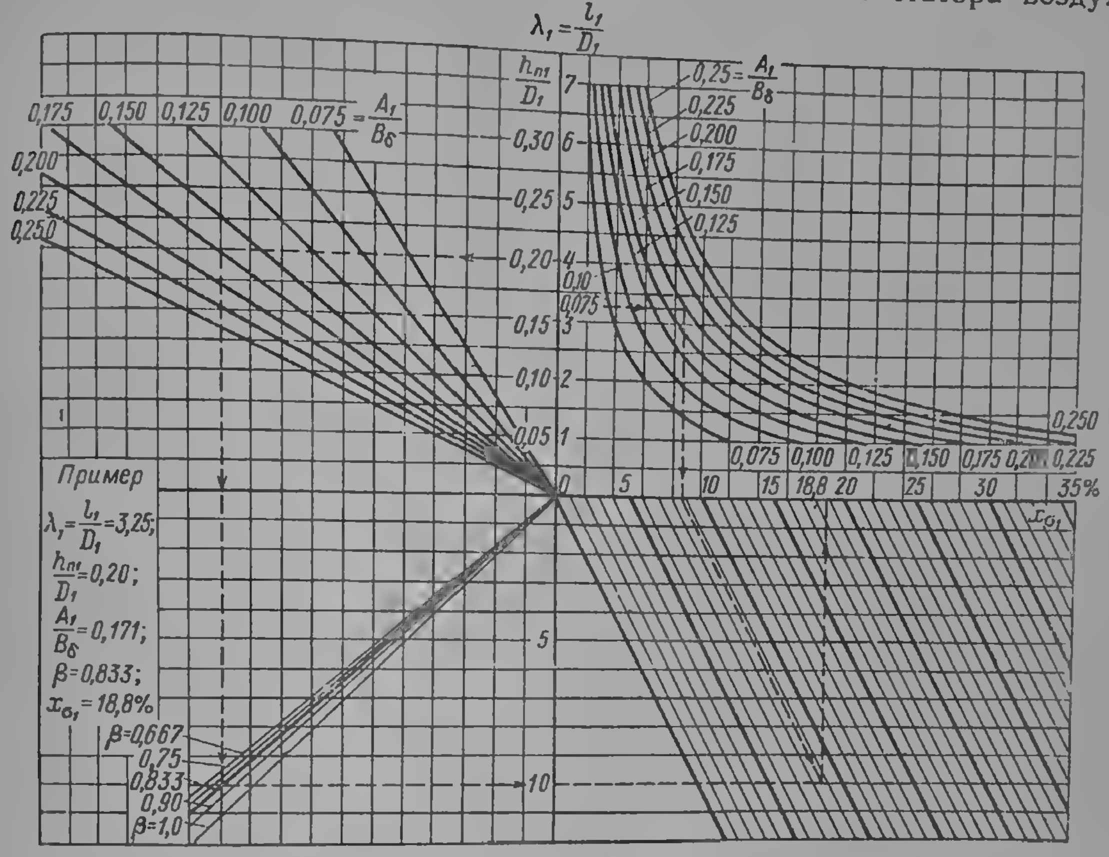


Рис. 7-44. График для приближенного определения индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора

и при применении микалентной компаундированной изоляции на напряжение 6,3—10,5 *кв* удельная тепловая нагрузка $A_{п1} = 0,08 \div 0,11$ *вт/см²*.

Для такой же обмотки с косвенным водородным охлаждением удельная тепловая нагрузка может составить $A_{п1} = 0,10 \div 0,15$ *вт/см²*.

Решая (7-74) и (7-75) относительно плотности тока, получим

$$j_1 = \sqrt{\frac{\vartheta_i \gamma_\Theta \lambda_i}{5 k_Ф b_{м1} \delta_i}}, \; а/мм^2. \tag{7-76}$$

Температурный перепад на изоляции ϑ_i для компаундированной микалентной изоляции обычно составляет 40—45° С.

Например, если принять $\vartheta_i = 45$ *град*, $\gamma_\Theta = 4600$ *см/(ом·мм²)*, $\lambda = 0,0016$ *вт/(см·град)*, $b_{м1} = 12$ *мм*, $k_Ф = 1,2$, $\delta_i = 0,5$ *см*, то по (7-76) получим

$$j_1 = \sqrt{\frac{45 \cdot 4600 \cdot 0,0016}{5 \cdot 1,2 \cdot 12 \cdot 0,5}} = 3,05 \; а/мм^2.$$

Очевидно, что плотность тока тем выше, чем больше допустимый температурный перепад на изоляции ϑ_i, чем лучше теплопроводность изоляции и меньше толщина корпусной изоляции и ширина меди в пазу. В связи с этим

8 Заказ 879

для машин с косвенным охлаждением большое преимущество имеет изоляция на термореактивных связующих, которая имеет лучшую удельную теплопроводность и допускает меньшую толщину изоляции при одном и том же номинальном напряжении по сравнению с микалентной компаундированной.

Если конструкция изоляции определена, то конструктор добивается достаточно высокой плотности тока, выбирая ширину паза для машины с косвенным охлаждением в достаточно узких пределах.

При увеличении номинального напряжения возрастает толщина основной электрической изоляции, которая является также тепловой изоляцией. С ростом ширины меди также повышается удельная тепловая нагрузка на боковую поверхность паза, через которую в основном производится отвод тепла от меди.

Для оценки величины допустимой плотности тока при косвенном охлаждении можно воспользоваться уравнением (7-76) или кривыми рис. 7-45, дающими зависимость j_1 от номинального напряжения и двойной ширины меди в пазу для водородного охлаждения компаундированной микалентной изоляции. При воздушном охлаждении обмотки его интенсивность последнего уменьшается и плотность тока должна быть снижена по сравнению с водородным охлаждением. В этом случае плотность тока, оцененную по рис. 7-45, следует умножить на поправочный коэффициент 0,825. Выбранная плотность тока затем должна уточняться при подробном тепловом расчете обмотки статора.

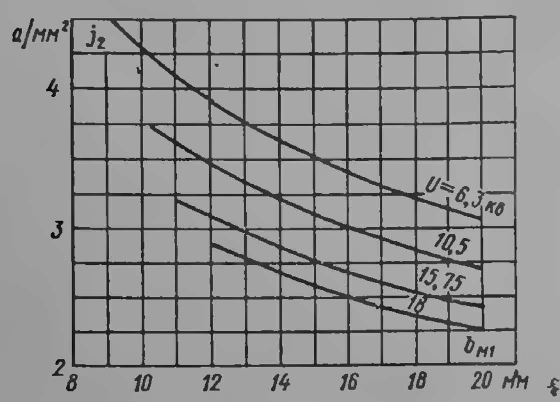


Рис. 7-45. Зависимость плотности тока в обмотке статора от ширины меди в пазу при косвенном водородном охлаждении

Непосредственное охлаждение проводников обмотки статора водородом, водой или маслом позволяет значительно повысить плотность тока. Здесь температурные ограничения плотности тока не могут быть указаны так же определенно, как у машин с косвенным охлаждением. Нагрев обмотки в большой мере определяется схемой охлаждения и скоростью течения охлаждающей среды. Здесь большую роль играют вопросы экономики, параметры машины, способность машины к кратковременным перегрузкам и пр. В общем случае плотность тока обмотки статора при непосредственном охлаждении может составлять 4—10 $а/мм^2$.

При непосредственном охлаждении обмотки плотность тока статора практически мало зависит от номинального напряжения. Для оценки плотности тока обмотки с непосредственным охлаждением удобно задаться нагревом охлаждающей среды, скоростью ее движения и длиной охлаждаемого участка. Как правило, эти параметры охлаждения при выборе электромагнитных нагрузок уже могут быть в достаточной мере уточнены. Тогда нагрев охлаждающей воды или масла удобно представить в виде

$$\vartheta_q = j_1 \frac{lk_ф}{\gamma_\Theta c_p v q_к / q_{Cu\,1}}, \tag{7-77}$$

а плотность тока

$$j_1 = \sqrt{\frac{\gamma_\Theta c_p \vartheta_в v q_к / q_{Cu\,1}}{lk_ф}}, \tag{7-78}$$

где v — скорость движения, *м/сек*; c_p — удельная теплоемкость, *квт·сек/(дм³·град)*; γ_Θ — электропроводность меди, *м/(ом·мм²)*; l — длина охлаждаемого участка, *м*; $q_к/q_{Cu1}$ — отношение сечения каналов к сечению меди в стержне.

Если для воды принять $c_p = 4{,}14$ *квт·сек/(дм³·град)* и $\gamma_\theta = 46$ *м/(ом·мм²)*, то

$$j_1 = 14\sqrt{\frac{\vartheta_в v q_к / q_{Cu1}}{l k_Ф}},\ а/мм^2. \quad (7\text{-}79)$$

При непосредственном водяном охлаждении обмотки статора обычно нагрев воды $\vartheta_в = 15 \div 25$ *град*, причем скорость воды может составить $v = 0{,}8 \div 1{,}5$ *м/сек*.

Как уже отмечалось, длина охлаждаемого участка для машин средней и большой мощности выбирается равной длине витка или полувитка (стержня).

Ввиду того что при применении полых медных проводников их высота оказывается большей, чем обычная высота сплошных элементарных проводников, коэффициент вытеснения тока в первом приближении можно принять $k_Ф = 1{,}5 \div 2{,}0$.

Отношение $q_к/q_{Cu1}$ может быть определено на этой стадии проектирования в диапазоне 0,12—0,30 для стержня, у которого на один полый проводник приходится два-три сплошных (см. рис. 7-17, *б*).

Если, например, для турбогенераторов средней мощности принять $\vartheta_в = 16$ *град*, $v = 1{,}0$ *м/сек*; $q_к/q_{Cu1} = 0{,}14$; $k_Ф = 2{,}0$; $l = 13$ *м* (длина витка), то по (7-79) получим

$$j_1 = 14\sqrt{\frac{16 \cdot 1{,}0 \cdot 0{,}14}{13 \cdot 2}} = 4{,}2\ а/мм^2.$$

Для турбогенератора большой мощности можно положить $\vartheta_в = 25$ *град*; $v = 1{,}5$ *м/сек*; $q_к/q_{Cu1} = 0{,}15$; $k_Ф = 1{,}6$; $l = 8{,}5$ *м* (длина стержня) и тогда

$$j_l = 14\sqrt{\frac{25 \cdot 1{,}5 \cdot 0.15}{8{,}5 \cdot 1{,}6}} = 9\ а/мм^2.$$

Плотность тока при водяном охлаждении и достаточно высоком пазе может быть указана по практической высоте паза. Дальнейший рост его высоты не только не приводит к уменьшению потерь в меди обмотки, но даже иногда увеличивает их. Такая критическая высота паза соответствует коэффициенту вытеснения $k_Ф = 2$.

Тогда зависимость рекомендуемой величины плотности тока обмотки с непосредственным охлаждением водой от ширины паза и тока в пазу может быть представлена прямыми на рис. 7-46, где $k_Ф = 1{,}7$. С целью экономии меди и изоляции, а также снижения величины пазового рассеяния плотность тока может приниматься на 10—40% бóльшей, чем представленная на рис. 7-46.

Указанным графиком можно пользоваться при объеме тока в пазу свыше 9000 *а*, а при меньшем токе представляется большая свобода в выборе плотности тока.

При непосредственном охлаждении обмотки маслом нужно принять $c_p = 1{,}8$ *квт·сек/(дм³·град)* и $\gamma_\theta = 46$ *м/(ом·мм²)*; тогда (7-78) запишется как

$$j_1 = 9{,}2\sqrt{\frac{\vartheta_в v q_к / q_{Cu1}}{l k_Ф}},\ а/мм^2. \quad (7\text{-}80)$$

При применении масла большое значение имеет его кинематическая вязкость. При большой ν движение может носить ламинарный характер, поскольку при этом критерий Рейнольдса может быть меньше 2300. При этом коэффициент трения канала будет уже определяться не формулой Блазиуса (7-30), а формулой Пуазейля:

$$\lambda = 64 : \mathrm{Re}. \quad (7\text{-}81)$$

В этом случае гидравлическое сопротивление будет сильно возрастать, поэтому скорость движения обычного трансформаторного масла составляет,

как правило, 0,5—1 *м/сек*. Некоторыми фирмами применяется специальное веретенное масло с пониженной вязкостью.

Например, трансформаторное масло при 40° C имеет $\nu = 16,7 \cdot 10^{-6}$ *м²/сек*, а у веретенного масла $\nu = 3,4 \cdot 10^{-6}$ *м²/сек*; тогда при диаметре канала $d = 6$ *мм* и скорости движения 2,5 *м/сек* получим для трансформаторного масла [см. (7-15)]:

$$\mathrm{Re} = \frac{2,5 \cdot 6 \cdot 10^{-3}}{16 \cdot 7 \cdot 10^{-6}} = 900 \ll 2300;$$

для веретенного масла

$$\mathrm{Re} = \frac{2,5 \cdot 6 \cdot 10^{-3}}{3,4 \cdot 10^{-6}} = 4410 > 2300.$$

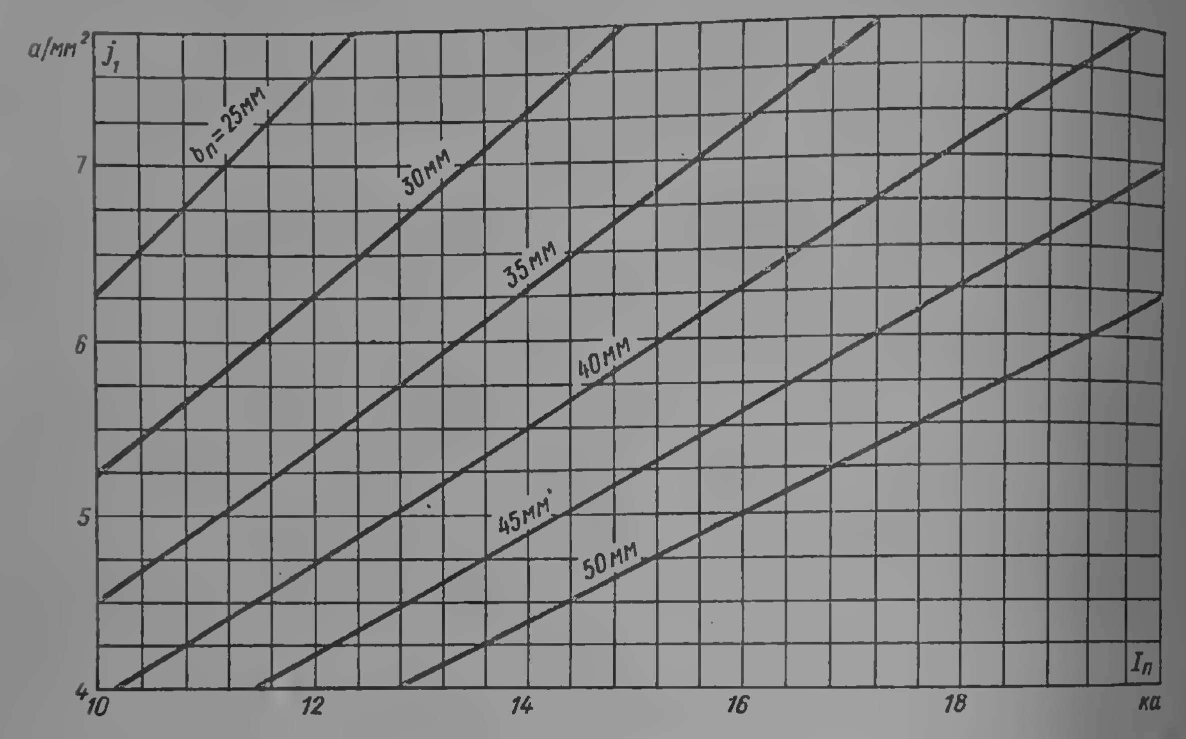


Рис. 7-46. Рекомендуемые плотности тока в обмотке статора при непосредственном водяном охлаждении

При таких же условиях для воды ($\nu = 0,66 \cdot 10^{-6}$ *м²/сек* при 40° C)

$$\mathrm{Re} = \frac{2,5 \cdot 6 \cdot 10^{-3}}{0,66 \cdot 10^{-6}} = 22\,700 \gg 2300.$$

Для воды обычно рекомендуются, как уже отмечалось, $v \geqslant 1,0$ *м/сек* и $d \geqslant 3$ *мм*, и тогда

$$\mathrm{Re} = \frac{3,0 \cdot 10^{-3}}{0,66 \cdot 10^{-6}} = 4540 > 2300.$$

При масляном охлаждении может играть роль и искусственная турбулизация потока для лучшего теплообмена.

При непосредственном водородном охлаждении обмотки формула (7-78) может быть записана с учетом того, что объемная теплоемкость водорода при атмосферном давлении в $4,14 \cdot 10^3 : 1,1$ раза меньше, чем у воды, а температура проводников может быть принята несколько большей, чем при водяном охлаждении. Тогда

$$j_1 = 0,225 \sqrt{\frac{\vartheta_{\text{в}} v p_{\text{н}} q_{\text{к}} / q_{\text{Cu}1}}{l k_{\Phi}}}, \quad a/мм^2. \qquad (7\text{-}82)$$

Например, при $\vartheta_в = 60$ *град* $v = 50$ *м/сек*, $p_н = 4$ *кгс/см²*, $q_к/q_{Cu1} = 0,25$; $l = 8,5$ *м*; $k_Ф = 1,1$ получим по (7-78):

$$j_1 = 0,225 \sqrt{\frac{60 \cdot 50 \cdot 4 \cdot 0,25}{8,5 \cdot 1,1}} = 4,02 \ а/мм^2.$$

Плотность тока в обмотке ротора в основном определяется допустимой температурой обмотки и степенью использования машины. В зависимости от системы охлаждения она может колебаться от 3,0 при косвенном воздушном охлаждении до 10 *а/мм²* при непосредственном охлаждении водородом или до 15 *а/мм²* — водой.

Толщина корпусной изоляции обмотки (гильзы) незначительно зависит от номинального напряжения возбуждения и больше определяется конструктивными и технологическими соображениями. Поэтому плотность тока при косвенном охлаждении в основном обусловливается шириной меди в пазу и глубиной паза. При ориентировочном выборе плотности тока с косвенным водородным и воздушным охлаждением можно воспользоваться кривыми зависимости плотности тока от ширины меди для двух значений толщины изоляционной пазовой гильзы (рис. 7-47).

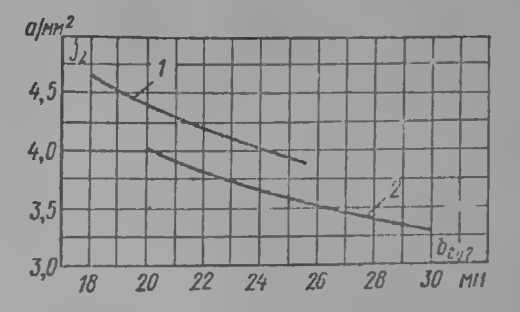


Рис. 7-47. Зависимость плотности тока в обмотке ротора от ширины меди в пазу при косвенном водородном охлаждении и толщине миканитовой гильзы 1,0 *мм* (кривая *1*) и 1,2 *мм* (кривая *2*)

При непосредственном охлаждении на величину рекомендуемой плотности тока влияют главным образом уровень использования машины, выбор охлаждающей среды и конструктивная схема охлаждения.

Для определения плотности тока при непосредственном водородном охлаждении можно воспользоваться формулой (7-82) при $k_Ф = 1$, т. е.

$$j_2 = 0,225 \sqrt{\frac{\vartheta_в v p_н q_{к2}/q_{Cu2}}{l}}, \ а/мм^2, \qquad (7\text{-}83)$$

где $q_{к2}/q_{Cu2}$ — отношение площади канала к площади меди в витке ротора.

Например, если принять $\vartheta_в = 50$ *град*, $v = 40$ *м/сек*, $p_в = 4$ *кгс/см²*, $q_{к2}/q_{Cu2} = 0,30$, $l = 2,5$ *м*, то получим

$$j_2 = 0,225 \sqrt{\frac{50 \cdot 40 \cdot 4 \cdot 0,30}{2,5}} = 6,96 \ а/мм^2.$$

Для обмотки ротора с непосредственным охлаждением водородом и косвенным охлаждением обмотки статора рекомендуемая плотность тока может составить $j_2 = 6 \div 8$ *а/мм²*.

У машин с непосредственным охлаждением обмоток ротора и статора, которые характеризуются более высокой степенью использования материалов, плотность тока ротора при водородном охлаждении может быть выбрана в пределах $j_2 = 8 \div 10$ *а/мм²*.

Для оценки плотности тока обмотки ротора при непосредственном водяном охлаждении можно воспользоваться формулой (7-79) при $k_Ф = 1$, т. е.

$$j_2 = 14 \sqrt{\frac{\vartheta_в v q_{к2}/q_{Cu2}}{l}}, \ а/мм^2. \qquad (7\text{-}84)$$

Если для турбогенератора средней мощности принять $\vartheta_в = 35$ *град*, $v = 3,5$ *м/сек*, $l = 116$ *м*, $q_{к2}/q_{Cu2} = 0,325$, то по (7-84) получим

$$j_2 = 14 \sqrt{\frac{35 \cdot 3,5 \cdot 0,325}{116}} = 8,2 \ а/мм^2,$$

что близко к параметрам, представленным в табл. 7-10.

Если бы последовательно охлаждались участки, в 4 раза более короткие, чем принято в последнем примере, то плотность тока могла бы быть повышена при прочих равных условиях до $j_2 = 16{,}4$ *а/мм²*.

При непосредственном водяном охлаждении обмотки ротора обычно и нагрев воды, и скорость ее движения принимаются несколько большими, чем при непосредственном охлаждении водой обмотки статора. При водяном непосредственном охлаждении обмотки ротора плотность тока может составить $j_2 = 7 \div 15$ *а/мм²*.

Для непосредственного масляного охлаждения обмотки ротора может быть применена формула (7-80) при $k_\Phi = 1$, т. е.

$$j_2 = 9{,}2 \sqrt{\frac{\vartheta_{в} v q_{к2} / q_{Cu2}}{l}}, \; а/мм^2. \qquad (7\text{-}85)$$

7-8. МАГНИТНЫЕ НАГРУЗКИ

Индукция в воздушном зазоре B_δ определяется допустимым уровнем индукции в отдельных элементах магнитной цепи турбогенератора, в частности в зубцах статора и ротора. Высокое использование машины всегда обеспечивается выбором значений индукции, близких к допустимым, которые относительно мало зависят от системы охлаждения и в основном определяются свойствами применяемых материалов. Ограничения индукции наступают из-за потерь на перемагничивание и насыщения. В роторе турбогенератора не происходит перемагничивания стали основным потоком, и поэтому здесь индукция ограничивается по насыщению. При большом насыщении ротора сильно возрастает ток возбуждения, который может значительно колебаться в машинах одинакового исполнения. В статоре может быть опасным возрастание потерь на перемагничивание, а также насыщение магнитопровода, при котором происходит вытеснение потока в пазы и конструктивные элементы и в связи с этим дополнительное возрастание потерь.

Практика проектирования турбогенераторов показывает, что в большинстве случаев ограничения по магнитным нагрузкам возникают раньше в роторе. Это обстоятельство вызвано главным образом тем, что магнитопровод статора имеет большие возможности в отношении выбора пазов, их ширины, числа вентиляционных каналов и пр.

Вопрос о допустимых и желательных индукциях на отдельных участках магнитопровода и, следовательно, вопрос о допустимом насыщении машины в целом является очень важным и в то же время сложным.

Повышение индукции в воздушном зазоре желательно в новых машинах по тем же причинам, которые действовали и ранее, а именно с целью повышения использования материалов, повышения единичной мощности и улучшения параметров турбогенераторов. В связи же с сильным возрастанием электрических нагрузок (особенно A_1) в последнее время этот вопрос становится весьма актуальным.

Определенный успех достигнут в металлургической промышленности при изготовлении листовой электротехнической стали. Создание холоднокатаной стали позволило значительно снизить удельные потери на перемагничивание и улучшить характеристики намагничивания. Так, удельные потери при 1,0 *тл* и 50 *гц* снижены для стали толщиной 0,5 *мм* с 1,25 до 0,6 *вт/кг*. В то же время при напряженности поля 25 *а/см* индукция повысилась с 1,4 *тл* до 1,85 *тл*. Имеются и дальнейшие возможности по повышению физических параметров листовой электротехнической стали.

Все это позволило в последнее время несколько повысить индукции в сердечнике статора.

Материал роторных поковок по своим магнитным свойствам остается практически неизменным уже в течение многих лет, и поэтому вопрос о допустимом насыщении для ротора приобретает особое значение.

Из факторов, ограничивающих насыщение машины, в общем случае могут быть указаны следующие:

а. Относительно маленький воздушный зазор. В существующих турбогенераторах отношение двойного воздушного зазора к диаметру ротора составляет 0,05—0,18, причем большие значения соответствуют мощным высокоиспользуемым турбогенераторам. Следовательно, составляя основную долю магнитного сопротивления, воздушный зазор относительно мал по своим размерам, что уже само по себе требует умеренного насыщения магнитопровода. Наряду с этим вместе с увеличением воздушного зазора может быть несколько повышена и степень насыщения магнитопровода. Это важное обстоятельство указывает на то, что допустимая индукция сечения в какой-то мере зависит от

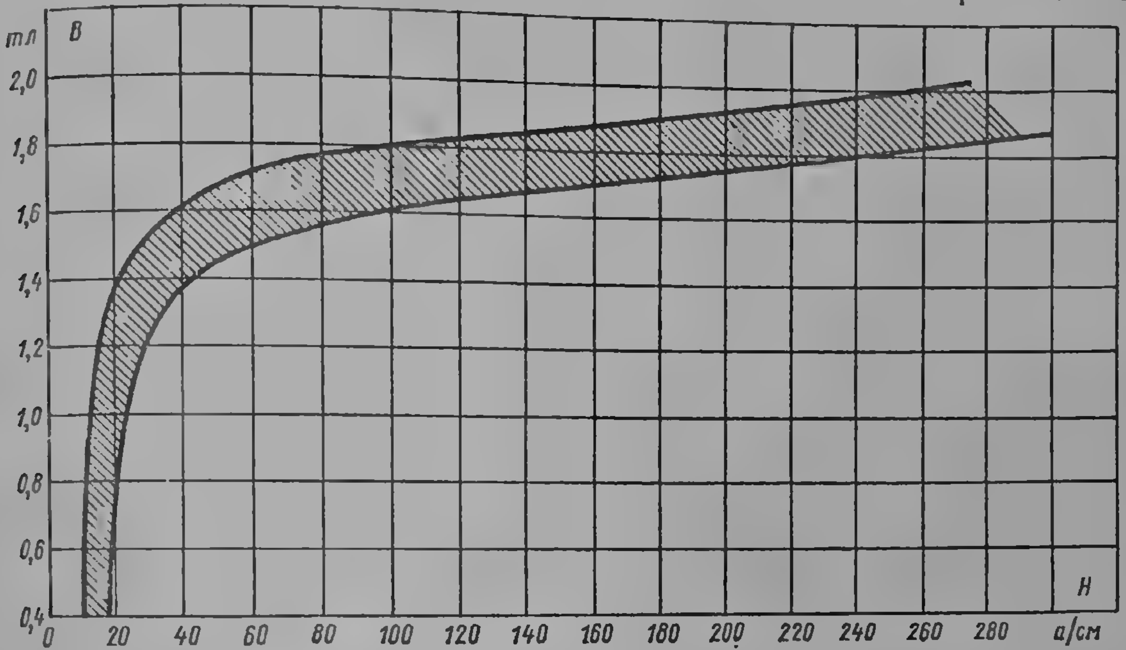


Рис. 7-48. Разброс кривых намагничивания роторных поковок по 7 образцам

величины воздушного зазора. Поскольку воздушный зазор обычно возрастает с ростом линейной токовой нагрузки и диаметра, некоторое увеличение индукции на отдельных участках магнитной цепи может быть связано иногда с ростом этих параметров.

б. Разброс магнитных характеристик материала, и особенно роторных поковок. На рис. 7-48 представлены для примера кривые намагничивания нескольких роторных поковок диаметром больше одного метра. Разброс по напряженности магнитного поля при индукции свыше 1,7—1,8 *тл* значителен. Хотя при расчете новых машин всегда можно исходить из наиболее низкой характеристики намагничивания, тем не менее разброс магнитных характеристик при большом насыщении делает неизбежной некоторую неопределенность в характеристиках и величине токов возбуждения машин однотипного исполнения.

в. Приближенность расчета магнитной цепи, особенно при нагрузке. Нелинейная зависимость магнитной проницаемости от индукции, неопределенность в положении рабочего угла машины, приближенный учет рассеяния обмоток и прочее не позволяют получить характеристики, в частности н. с., необходимую для проведения магнитного потока, с одинаково высокой точностью при различных степенях насыщения. Точность расчета магнитопровода, как правило, значительно ниже точности расчета проводимости воздушного зазора. Неизбежные допущения при расчете магнитопровода приводят к определенным погрешностям, которые будут возрастать с ростом насыщения.

В свете изложенного абсолютное насыщение магнитопроводов может быть связано в первую очередь с относительным насыщением всей магнитной цепи, включающей и воздушный зазор. Действительно, все те факторы, о ко-

торых говорилось выше, могут играть существенную роль только в том случае, когда доля н. с., расходуемая на проведение потока через магнитопровод, будет сравнима с н. с. воздушного зазора. При малой доле н. с. магнитопровода даже существенная ошибка в ее определении не должна привести к заметной ошибке в расчете номинального тока возбуждения и других параметров.

Относительное насыщение машины обычно определяется по характеристике холостого хода в точке номинального потока при холостом ходе или в точке рабочего потока при номинальной нагрузке (рис. 7-49). Коэффициент насыщения в точке холостого хода определяется как

$$k_{н0} = i_0 / i_\delta, \tag{7-86}$$

где i_0 — ток холостого хода при номинальном напряжении, i_δ — ток холостого хода по характеристике воздушного зазора, а коэффициент насыщения в точке рабочего потока при номинальной нагрузке — как

$$k_{нр} = i_p / i_{\delta p}, \tag{7-87}$$

где i_p — ток по характеристике холостого хода, необходимый для проведения рабочего потока, $i_{\delta p}$ — то же, по характеристике воздушного зазора.

Рис. 7-49. К определению коэффициентов насыщения по характеристике холостого хода: $k_{н0} = i_0/i_\delta$; $k_{нр} = i_p/i_{\delta p}$; $\Delta U = \frac{\Delta U}{U} \cdot 100\%$

В среднем $k_{н0} = 1,1$; $k_{нр} = 1,3$.

Отмеченное обстоятельство, таким образом, связано скорее с общей традицией в машиностроении: оно указывает на то, что, вообще говоря, нежелательно сильно завышать насыщение магнитной цепи; предшествующая практика полностью оправдала такой подход. И этот общий подход, несомненно, справедлив.

Степень насыщения магнитной цепи характеризуется также напряжением на выводах при номинальном токе возбуждения и полном сбросе нагрузки без применения автоматического регулирования напряжения (рис. 7-49). Подъем напряжения при этом должен быть не более 50% сверх номинального. Это обстоятельство должно ограничивать перенапряжения при аварийном сбросе нагрузки на генераторе и, что еще более важно, на повышающем трансформаторе.

В связи с изложенным в первую очередь должны быть указаны те пределы магнитных индукций, которые уже достигнуты в работающих машинах и на которые вследствие этого целесообразно ориентироваться при проектировании новых турбогенераторов.

Зависимость индукции в воздушном зазоре при холостом ходе от диаметра расточки статора представлена на рис. 7-50. Некоторое возрастание индукции с диаметром объясняется тем, что при малых диаметрах машины, как правило, имеется относительно бóльшее заполнение ротора медью и меньший воздушный зазор, а при больших диаметрах, кроме того, выше линейная нагрузка. Как уже отмечалось, диапазон изменения индукции в воздушном зазоре невелик и составляет 0,65—0,95 *тл*.

Уровень допустимых индукций определяется обычно в режиме, соответствующем внутренней э. д. с. E_p (за индуктивным сопротивлением Потье x_p) и при холостом ходе с номинальным напряжением U.

При выборе основных размеров и электромагнитных нагрузок удобно ориентироваться на режим холостого хода, так как на этой стадии проектирования внутренняя э. д. с. обычно еще не определена. Допустимые индукции во внутренней э. д. с. должны быть проверены при полном электромагнитном расчете.

Внутренняя э. д. с. E_p за индуктивным сопротивлением Потье может быть найдена по формуле (см. рис. 7-49):

$$E_p = \sqrt{\cos^2 \varphi + (x_p + \sin \varphi)^2}, \text{ о. е.} \qquad (7\text{-}88)$$

В зубцовой зоне ротора в соответствии с принятой методикой расчета контрольной считается индукция на высоте 0,2 высоты паза от его дна. Эта индукция $B_{z0,2}$ нормально составляет при холостом ходе 1,7—2 *тл*, а по внутренней э. д. с. при нагрузке 1,9—2,4 *тл* и возрастает, как правило, с ростом диаметра.

Индукция в спинке ротора B_{a2} ограничивается при холостом ходе значениями 1,4—1,6 *тл*, а по внутренней э. д. с. при нагрузке — значениями 1,5—1,8 *тл*. Причем иногда для сохранения индукции в этой части ротора на должном уровне центральное отверстие бочки ротора заполняется магнитным материалом (забивается стальным стержнем).

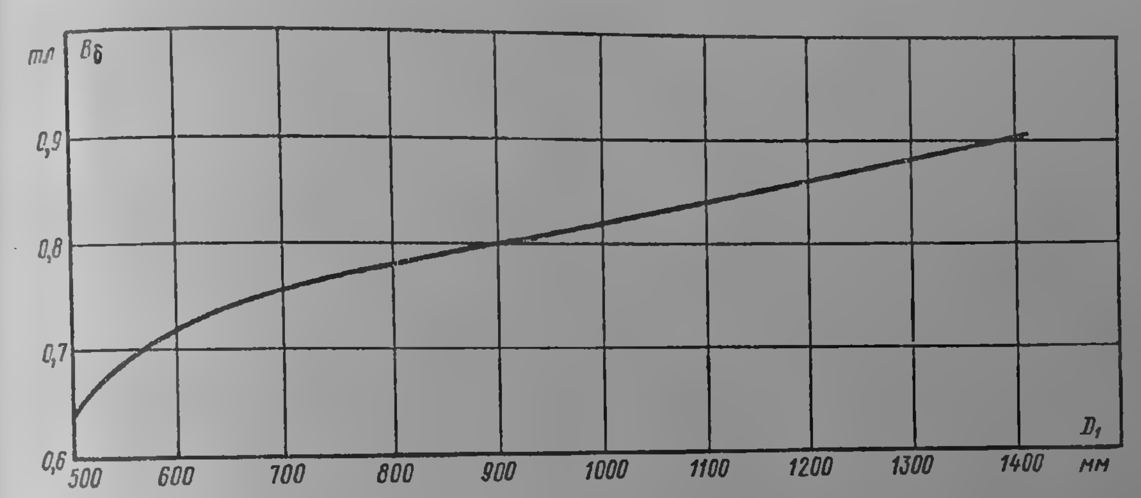


Рис. 7-50. Зависимость индукции в воздушном зазоре B_δ от диаметра расточки статора D_1

Расчетной индукцией в зубцах статора $B_{z^1/_3}$ обычно считается индукция на расстоянии 1/3 высоты зубца от его головки. Она принимается для горячекатаной и холоднокатаной стали при направлении проката поперек зубцов при холостом ходе в пределах 1,3—1,5 *тл*, по внутренней э. д. с. — в пределах 1,5—1,75 *тл*. Для холоднокатаной стали с направлением прокатки вдоль зубцов статора индукция принимается при холостом ходе равной 1,4—1,7 *тл*, при нагрузке — равной 1,6—1,95 *тл*. При этом бо́льшие значения рекомендуется выбирать при водородном заполнении корпуса статора и непосредственном охлаждении обмотки статора.

Индукция в спинке статора B_{a1} для горячекатаной и холоднокатаной стали с направлением проката поперек потока в спинке должна быть при холостом ходе 1,2—1,4 *тл*, по внутренней э. д. с. при нагрузке 1,4—1,6 *тл*.

Для холоднокатаной стали с направлением проката вдоль спинки эта индукция может быть повышена при холостом ходе до 1,4—1,5 *тл*, по внутренней э. д. с. до 1,6—1,72 *тл*. В этом случае еще не происходит интенсивного вытеснения потока в конструктивные детали статора и, следовательно, не возникают сильные добавочные потери в них.

Следует указать, что радиальные размеры спинки статора (h_{a1}) в крупных турбогенераторах в большинстве случаев могут определяться не только допустимым уровнем индукции в спинке, но и величиной допустимой вибрации сердечника от магнитного тяжения в расточке статора. Рекомендуемые индукции сведены в табл. 7-14.

Общие рекомендации по выбору насыщения и индукций, приведенные выше, как бы фиксируют примерный уровень величин, достигнутый для магнитопровода в целом и для отдельных его участков. Однако при необходи-

Таблица 7-14

Уровень рекомендуемых индукций в магнитной цепи турбогенератора

Часть магнитной цепи	B, тл			
	горячекатаная и холоднокатаная сталь (поперек потока)		холоднокатаная сталь (вдоль потока)	
	U	E_p	U	E_p
Воздушный зазор B_δ	0,65—0,95	—	0,65—0,95	—
Зубцы ротора $B_{z0,2}$	1,7—2,0	1,9—2,4	1,7—2,0	1,9—2,4
Спинка ротора B_{a2}	1,4—1,6	1,5—1,8	1,4—1,6	1,5—1,8
Зубцы статора $B_{z1/3}$	1,3—1,5	1,5—1,75	1,4—1,7	1,6—1,95
Спинка статора B_{a1}	1,2—1,4	1,4—1,6	1,4—1,5	1,6—1,75

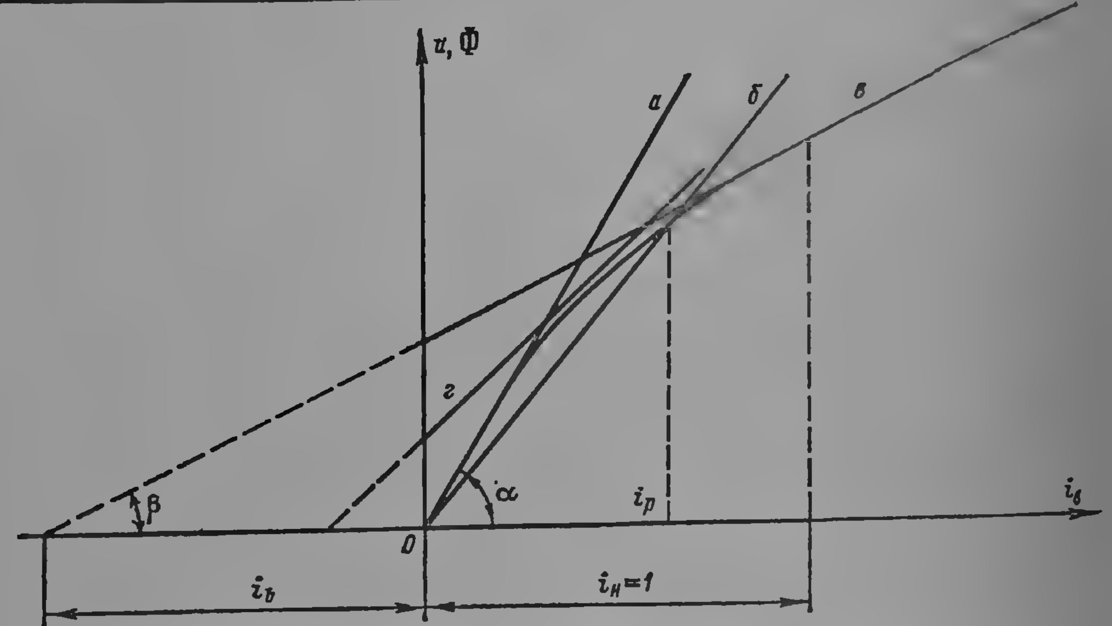


Рис. 7-51. Спрямление характеристики холостого хода: *а* — по воздушному зазору; *б* — через рабочую точку; *в* — по насыщенной части; *г* — по касательной

мости вопрос для каждого конкретного случая может быть рассмотрен дополнительно с целью выявления обоснованных границ насыщения и индукции.

Вопрос о допустимом и желательном насыщении может быть также рассмотрен в следующем аспекте. Синхронный генератор в соответствии с заданным о. к. з. всегда должен определенную часть полной н. с. ротора расходовать на проведение магнитного потока через машину. Если магнитное сопротивление в какой-либо части магнитопровода уменьшено, то такое уменьшение должно быть скомпенсировано увеличением магнитного сопротивления в другой части цепи. Машина с заданным о. к. з. в этом смысле нечувствительна к тому, в какой части магнитной цепи сосредоточено то или иное магнитное сопротивление. С этой точки зрения полезно установить, какая доля н. с. ротора должна расходоваться на проведение магнитного потока для максимального использования машины, другими словами, следует рассмотреть возможность нахождения оптимального о. к. з. турбогенератора.

Первоначально рассмотрим ненасыщенную машину с зазором δ или машину, у которой учет насыщения произведен введением эквивалентного зазора, равного $k_p\delta$, т. е. проведением линии воздушного зазора через рабочую точку характеристики холостого хода (рис. 7-51). Задача может быть поставлена следующим образом: основные размеры, включая и воздушный зазор $k_p\delta$, заданы, задана также полная н. с. ротора (например, по условию нагрева обмотки возбуждения), требуется определить максимальную мощность машины.

Для такой идеализированной схемы, действуя как и при выводе формулы машинной постоянной, можно выразить полную мощность машины как

$$P \backsim \Phi_0 F_a \backsim \Phi_0 i_a, \tag{7-89}$$

где F_a — н. с. реакции якоря, i_a — ток реакции якоря. (Здесь $\backsim$ знак пропорциональности.)

Поток в машине Φ_0 связан с ее геометрическими размерами и н. с. F_p выражением:

$$\Phi_0 = \frac{2}{\pi} \mu_0 \tau l \frac{F_p}{k_p \delta}, \tag{7-90}$$

где μ_0 — магнитная проницаемость воздуха, τ и l — полюсное деление и активная длина машины.

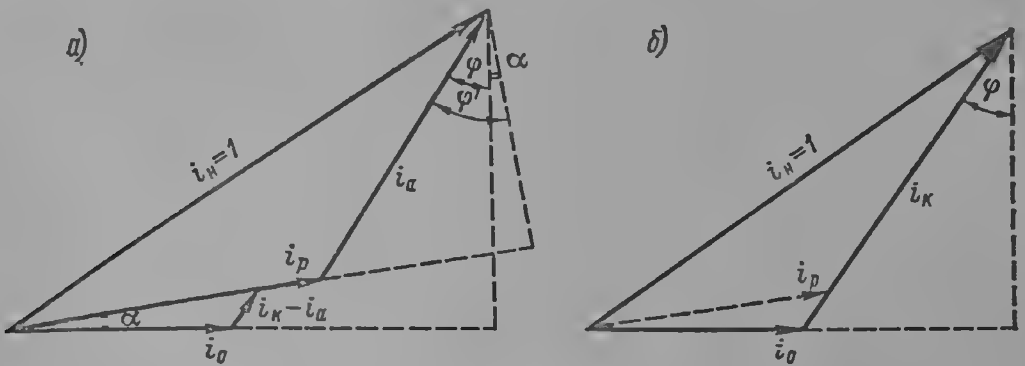


Рис. 7-52. Токовая диаграмма для определения оптимального о. к. з: *а* — насыщенная; *б* — ненасыщенная

Поскольку основные размеры и обмоточные данные приняты постоянными, то последнюю формулу можно записать так:

$$\Phi_0 \backsim \frac{i_p}{k_p \delta}. \tag{7-91}$$

Тогда, поскольку (рис. 7-52, *а*) $\bar{i}_p = \bar{i}_н - \bar{i}_a$, формула (7-89) для мощности примет вид:

$$P \backsim \frac{\bar{i}_p}{k_p \delta} (\bar{i}_н - \bar{i}_p);$$

пользуясь соотношением на рис. 7-52, *а*, получим

$$P \backsim \frac{i_p}{k_p \delta} \left(\sqrt{1 - i_p^2 \cos^2 \varphi'} - i_p \sin \varphi'\right): \tag{7-92}$$

Здесь и далее принято, что номинальный ток возбуждения $i_н = 1$. Поскольку (рис. 7-52, *а*) $\varphi' = \varphi + \alpha$, то для $\cos \varphi'$ и $\sin \varphi'$ получим:

$$\left.\begin{aligned} \cos \varphi' &= \cos \left[\varphi + \arcsin \frac{x_p \cos \varphi}{\sqrt{\cos^2 \varphi + (x_p + \sin \varphi)^2}}\right], \\ \sin \varphi' &= \sin \left[\varphi + \arcsin \frac{x_p \cos \varphi}{\sqrt{\cos^2 \varphi + (x_p + \sin \varphi)^2}}\right]. \end{aligned}\right\} \tag{7-93}$$

Фиктивный коэффициент мощности $\cos \varphi'$ машины со спрямленной по рабочей точке характеристикой будет учитывать, таким образом, величину действительного $\cos \varphi$ и индуктивное сопротивление x_p. Зависимость $\cos \varphi'$ от x_p и $\cos \varphi$ представлена на рис. 7-53. При малых значениях x_p фиктивный коэффициент мощности $\cos \varphi'$ близок к $\cos \varphi$. Если $x_p = 0$, то $\cos \varphi' = \cos \varphi$. Спрямленная характеристика в этом случае будет проходить через точку холостого хода при номинальном напряжении, и помимо равенства $\cos \varphi' = \cos \varphi$ будет иметь место равенство $i_a = i_к$. Тогда диаграмма на рис. 7-52, *а* перейдет в диаграмму *б*.

Отметим, что для ненасыщенной машины при рассмотрении оптимальной мощности также нет необходимости в формулу (7-92) вводить токи i_p и i_a. Здесь полезнее рассматривать токи i_0 и $i_к$, как это показано на рис. 7-52, б, и тогда все результаты, полученные далее, будут справедливы при замене $k_p\delta$ на δ, i_p на i_0, i_a на $i_к$, $\cos\varphi'$ на $\cos\varphi$ и (о. к. з.)' на о. к. з. Следовательно, для ненасыщенной машины, имеющей характеристику холостого хода, совпадающую с линией воздушного зазора (так же, как и для машины, не обладающей рассеянием, $x_p = 0$), можно не вводить промежуточные параметры (о. к. з.)' и $\cos\varphi'$, которые хотя и близки к обычным о. к. з. и $\cos\varphi$, однако требуют дополнительного анализа.

Поскольку в реальной машине всегда имеет место в той или иной степени насыщение магнитной цепи, в дальнейшем будем рассматривать именно такой общий случай, учитывая при необходимости отмеченный выше переход к параметрам ненасыщенной машины.

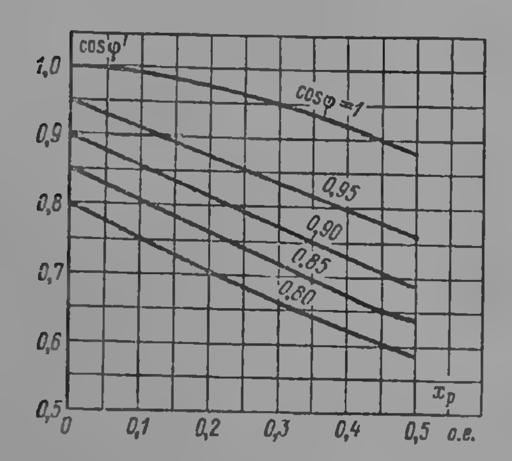


Рис. 7-53. Зависимость $\cos\varphi'$ от $\cos\varphi$ и x_p

Возрастание x_p в реальной машине будет приводить к уменьшению $\cos\varphi'$ по сравнению с $\cos\varphi$. При $\cos\varphi' = 0$ по формуле (7-92) получим

$$P \backsim \frac{i_p}{k_p\delta}(1 - i_p), \tag{7-94}$$

для $\cos\varphi' = 1$ будем иметь

$$P \backsim \frac{i_p}{k_p\delta}\sqrt{1 - i_p}. \tag{7-95}$$

Условие максимальной мощности будет определено при $dP/di_p = 0$. Этому условию соответствует ток намагничивания

$$i_p = \frac{1}{\cos\varphi'}\sqrt{\frac{1 - \sin\varphi'}{2}}. \tag{7-96}$$

Если, например, $\cos\varphi' = 0$, то $i_p = 1/2$; если $\cos\varphi' = 1$, имеем $i_p = 1 : \sqrt{2}$.

Максимальная мощность после подстановки (7-96) в (7-92) будет

$$P_{\max} \backsim \frac{1 - \sin\varphi'}{2k_p\delta\cos^2\varphi'}. \tag{7-97}$$

Введем также вспомогательную величину (о. к. з.)', которую по аналогии с обычным о. к. з. определим как отношение тока намагничивания к току реакции якоря:

$$(\text{о. к. з})' = \frac{i_p}{i_a} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{i_p^2} - \cos^2\varphi' - \sin\varphi'}}. \tag{7-98}$$

Очевидно, что всегда будет иметь место соотношение: (о. к. з.)' > о. к. з., поскольку $i_p > i_0$ и $i_a < i_к$, кроме случая $x_p = 0$, когда (о. к. з.)' = о. к. з. При подстановке в (7-98) значения тока i_p по (7-96) получим значение о. к. з. для оптимального использования: (о. к. з.)' = 1, следовательно, максимальная мощность будет определена при о. к. з., близком к единице, а для ненасыщенной машины — при о. к. з. = 1.

Это теоретическое положение является важным, хотя оно и получено для идеализированных условий насыщения.

Значения $P_{\max}$ по (7-97) для различных $\cos\varphi'$ представлены ниже, причем за единицу принята мощность при $\cos\varphi' = 1$:

$\cos\varphi'$	1	0,90	0,85	0,80	0,0
$P_{\max}$	1	0,70	0,65	0,63	0,5
i_p	0,707	0,59	0,57	0,56	0,5
(о. к. з.)'	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0

На рис. 7-54 показаны зависимости мощности от относительного значения $i_р$; здесь $k_р\delta$ принят за параметр. Для каждого графика максимальная мощность условно принята за единицу. На рисунках показано также изменение (о. к. з.)'. Кривые построены для $\cos\varphi = 1$; 0,85 и 0.

Из полученных характеристик можно сделать вывод, что для турбогенератора с большим $\cos\varphi$ можно добиться лучшего использования материалов,

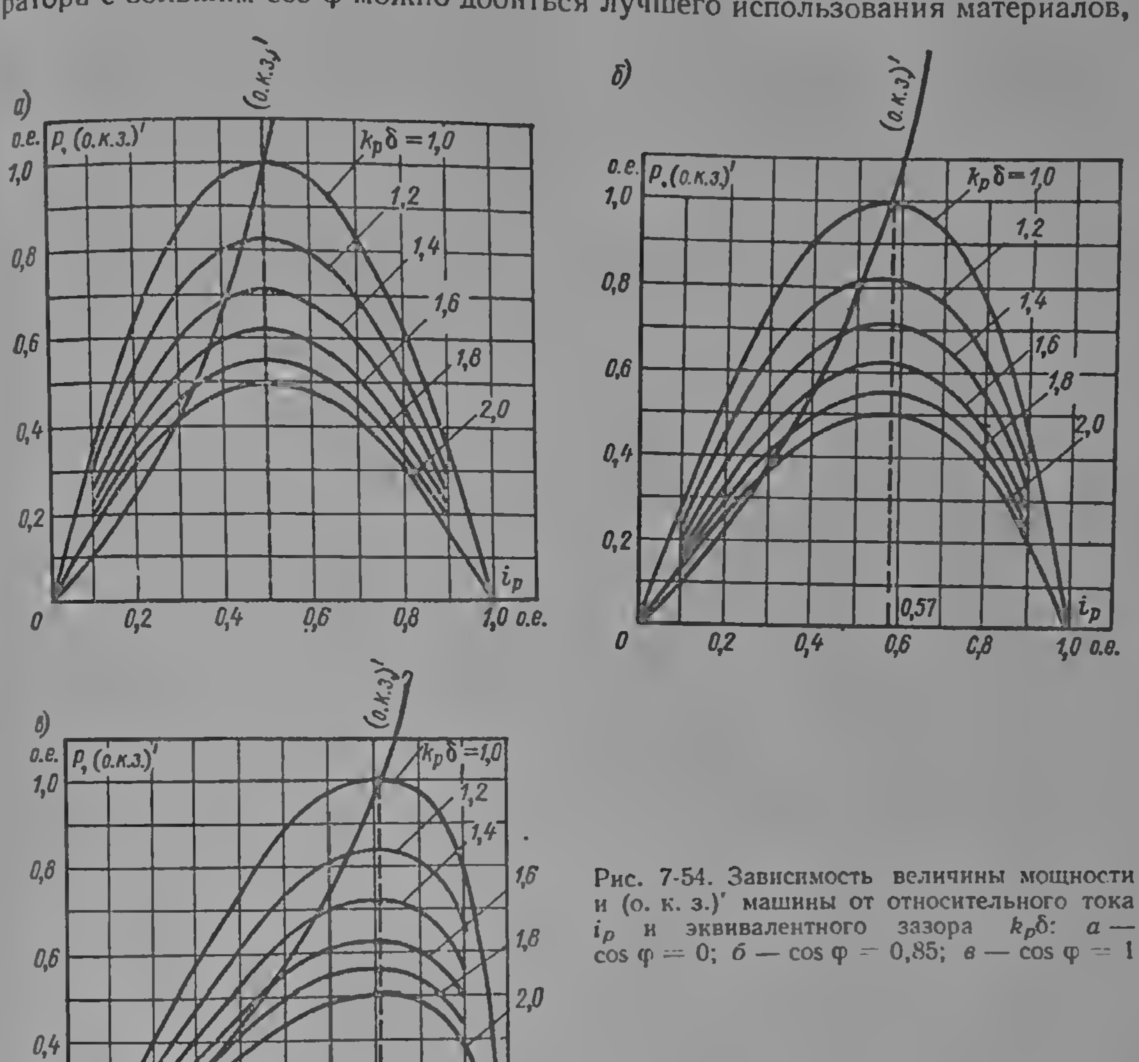


Рис. 7-54. Зависимость величины мощности и (о. к. з.)' машины от относительного тока $i_р$ и эквивалентного зазора $k_р\delta$: *а* — $\cos\varphi = 0$; *б* — $\cos\varphi = 0,85$; *в* — $\cos\varphi = 1$

чем при низком $\cos\varphi$; это общеизвестное обстоятельство связано с размагничивающим действием реакции якоря при $\cos\varphi$, близком к нулю. Важным является то, что максимальная мощность зависит от величины зазора $k_р\delta$, и чем больше этот зазор, тем меньше мощность. Однако при любом $k_р\delta$ максимальная мощность будет обеспечена при (о. к. з.)' = 1, т. е. при совершенно определенном отношении токов $i_р$ и $i_а$ друг к другу, не зависящем от величины воздушного зазора.

В связи с этим интересно проследить за соотношением между о. к. з. для различных выполненных машин; при о. к. з. от 0,40 до 0,62 значение о. к. з.' составляет 0,72—0,82, т. е. несколько меньше единицы.

Проведенный анализ соответствует ненасыщенной машине (прямая *а* на рис. 7-51) или насыщенной с учетом насыщения посредством спрямления характеристики по рабочей точке (прямая *б* на рис. 7-51). Очевидно, что

в реальной машине в рабочей точке будет иметь место та или иная степень насыщения.

Учет этого насыщения с помощью спрямления характеристики через точку рабочего потока позволяет ввести реальный ток намагничивания i_p, что является весьма существенным, однако не дает правильного представления об изменении этого тока при изменении потока в данной точке. Действительно, наклоны спрямленной характеристики *б* и действительной характеристики холостого хода в точке рабочего потока существенно отличаются. Поэтому полученные ранее характеристики относительно P, i_p и т. д. с учетом реального тока намагничивания i_p являются тем не менее статическими.

Для более правильного учета изменения dP/di_p надо воспользоваться либо реальной характеристикой намагничивания машины, что, конечно, чрезвычайно сложно, либо спрямленными характеристиками, имеющими с реальной характеристикой в рассматриваемой точке близкие касательные.

На рис. 7-51 показаны также спрямленные характеристики, которые совпадают с касательной на колене характеристики (*г*) либо в зоне сильного насыщения (*в*).

Проведем анализ с помощью спрямленной характеристики по насыщению (прямая *в*, рис. 7-51) и по касательной характеристике в данной точке (прямая *г*). Очевидно, что касательная характеристика является наиболее общей из рассматриваемых, так как она, помимо прочего, вырождается в прямую *а* или *в* в предельных переходах. Однако если спрямленная характеристика выбрана, то проводимый далее анализ формально будет справедлив для обоих случаев, но при этом следует помнить, что касательная на колене характеристики позволяет анализировать состояние только в данной точке, а прямая в насыщенной зоне может рассматриваться как характеристика для достаточно широкой зоны.

Будем рассматривать «жесткие» характеристики, т. е. характеристики, образованные участком прямой *в* (или *г*) и отрезком оси ординат, оговорив в дальнейшем зону применения полученных результатов. У такой машины воздушный зазор, очевидно, будет больше реального зазора и составит величину (рис. 7-51)

$$\delta_в = \delta \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \beta}, \qquad (7\text{-}99)$$

которую мы в дальнейшем для кратности написания будем обозначать δ.

Очевидно, для машины со спрямленной характеристикой *в* и фиктивным зазором (7-99) следует ввести фиктивный ток $i_в$ (рис. 7-51). Фиктивный ток $i_в$ характеризует степень насыщения машины. Действительно, при ненасыщенной машине жесткая характеристика переходит в характеристику воздушного зазора и $i_в = 0$; при чрезвычайно большом насыщении характеристика *в* будет почти параллельна оси абсцисс и $i_в \to \infty$. Формулы для потока (7-91) сможем записать в виде:

$$\Phi \backsim \frac{i_p + i_в}{\delta} \qquad (7\text{-}100)$$

и для мощности:

$$P \backsim \frac{i_p + i_в}{\delta} \left(\sqrt{1 - i_p^2 \cos^2 \varphi'} - i_p \sin \varphi' \right). \qquad (7\text{-}101)$$

При $\cos \varphi' = 0$ будем иметь

$$P \backsim \frac{i_p + i_в}{\delta} (1 - i_p), \qquad (7\text{-}102)$$

при $\cos \varphi' = 1$ — соответственно

$$P \backsim \frac{i_p + i_в}{i_\delta} \sqrt{1 - i_p^2}. \qquad (7\text{-}103)$$

Условие максимальной мощности $\frac{dP}{di_p} = 0$ приводит к уравнению четвертой степени относительно тока намагничивания i_p.

$$4i_p^4 \cos^2 \varphi' + 4i_p^3 i_в \cos^2 \varphi' - i_p^2 (4 - i_в^2 \cos^2 \varphi') -$$
$$-2i_p i_в (1 + \sin^2 \varphi') + 1 - i_в^2 \sin^2 \varphi' = 0, \qquad (7\text{-}104)$$

которое при $i_в = 0$ приводит к уже полученному ранее решению (7-96). При $\cos \varphi' = 0$ решение уравнения (7-104) будет

$$i_p = (1 - i_в)/2, \qquad (7\text{-}105)$$

при $\cos \varphi' = 1$

$$i_p = (\sqrt{i_в + 8} - i_в)/4. \qquad (7\text{-}106)$$

Токи i_p, соответствующие максимальной мощности, по (7-105) и (7-106) будут меньше, чем те же токи при $i_в = 0$ (рис. 7-55).

О. к. з., соответствующее максимальной мощности, будет для

$\cos \varphi' = 0$:

$$(о.к.з)' = \frac{1 - i_в}{1 + i_в}, \qquad (7\text{-}107)$$

для случая $\cos \varphi' = 1$ имеем

$$о.к.з. = \frac{\sqrt{i_в^2 + 8} - i_в}{\sqrt{2\left(4 + i_в \sqrt{i_в + 8} - i_в^2\right)}}. \qquad (7\text{-}108)$$

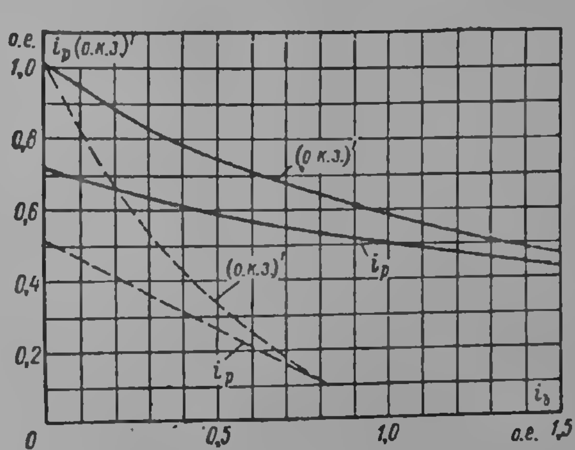


Рис. 7-55. Зависимость оптимальных значений (о. к. з.)' и i_p от насыщения ($i_н = 1$)
——— $\cos \varphi = 1$, — — — $\cos \varphi = 0$

В отличие от ненасыщенной машины оптимальное значение о. к. з. для насыщенной уже не будет оставаться постоянной величиной, а будет зависеть от степени насыщения (рис. 7-55).

На рис. 7-56 показаны зависимости мощности и (о. к. з.)' для случаев $\cos \varphi = 0$ и $\cos \varphi = 1$ от i_p с учетом насыщения по жесткой характеристике. Для всех кривых максимальные значения P приняты за единицу. Очевидно, что как в том, так и в другом случае по мере роста насыщения происходит уплощение кривых и сдвиг максимума в сторону меньших i_p и меньших (о. к. з.)', причем наиболее сильно насыщение проявляется при $\cos \varphi = 0$; при произвольном $\cos \varphi$ между 0 и 1 влияние насыщения также будет промежуточным по сравнению с рассмотренными случаями.

Для реальной машины, обладающей той или иной степенью насыщения, характерным является то, что чем меньше о. к. з., тем большим может быть насыщение, и наоборот, при высоком насыщении хорошо использованная машина должна иметь меньшее значение о. к. з.

Очевидно также, что машина с большим номинальным коэффициентом мощности при оптимальном ее использовании допускает большие степени насыщения, чем генератор с низким $\cos \varphi$.

Поскольку реальная характеристика насыщения была заменена жесткой характеристикой, то при малых значениях i_p выполненный анализ будет справедлив для $i_в \to 0$, т. е. для условий ненасыщенного состояния.

Следует отметить еще один важный эксплуатационный показатель «оптимально» насыщенной машины. В соответствии с требованиями норм (например, ГОСТ 533—68 или МЭК) все турбогенераторы должны гарантировать номинальную мощность при колебании напряжения на выводах генератора $\Delta U_н = \pm 5\%$.

Часто в эксплуатации необходимо сохранение мощности при еще более глубоких колебаниях напряжения, например $\Delta U_н = \pm 10\%$ или по крайней

э. д. с. $\Delta U_н$ от +5 до —10%. Не останавливаясь здесь на всех аспектах, связанных с колебанием напряжения, отметим следующее. Поскольку обычно турбогенераторы имеют о. к. з. меньше единицы, то в ненасыщенном состоянии при уменьшении напряжения и увеличении тока статора будет происходить увеличение тока возбуждения и наоборот, при возрастании напряжения и снижении тока статора ток возбуждения будет падать. Это следует непосредственно из проведенного ранее анализа для ненасыщенной машины (см., например, рис. 7-54).

На рис. 7-57 показана токовая диаграмма для ненасыщенной машины при о. к. з. = 0,5. Колебания напряжения приняты ±7% (для наглядности). При напряжении $U_н$ — 7% $U_н$ ток возбуждения возрастает на 4,5%, а при

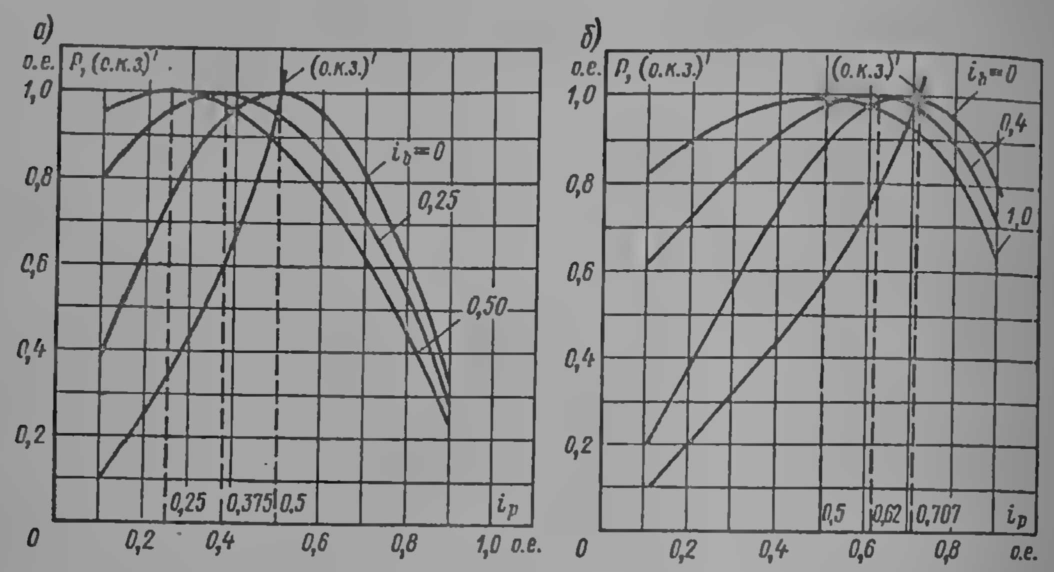


Рис. 7-56. Зависимость мощности от относительного тока i_p и насыщения: $\cos\varphi = 0$ (*а*), $\cos\varphi = 1$ (*б*)

напряжении $U_н$ + 7% $U_н$ падает на 3% номинального значения. Такое колебание тока возбуждения при номинальной мощности в эксплуатации достаточно неудобно.

Если машина будет правильно насыщена, то возможно добиться такого состояния, что при малых колебаниях напряжения статора около номинального значения ток возбуждения сохранится практически неизменным. Очевидно, что это и будет оптимальное насыщение в том смысле, как это было рассмотрено ранее для получения условий максимальной мощности.

На рис. 7-57 приращения токов возбуждения за счет насыщения обозначены соответственно Δi_p, $\Delta i_{p,\,-7\%}$ и $\Delta i_{p,\,+7\%}$. На представленной диаграмме они обеспечивают равенство токов насыщенной машины при напряжении, равном $U_н$ и $U_н$ ± 7% $U_н$.

Если магнитная цепь будет сильно «перенасыщена» относительно оптимальной точки, то при положительном приращении напряжения статора требуется или увеличение тока возбуждения или снижение мощности; при отрицательном приращении напряжения будет наблюдаться уменьшение тока возбуждения при сохранении номинальной мощности. Если магнитная цепь не насыщена, то поведение машины будет соответствовать рассмотренному на диаграмме рис. 7-57, т. е. может потребоваться снижение тока возбуждения при снижении напряжения ниже номинального.

Отсюда возникает и практический метод определения оптимального насыщения: необходимо произвести расчеты или, если генератор уже изготовлен, опытное определение токов возбуждения при номинальной мощности и напряжениях $U_н$ и, например, $U_н$ + 5% и $U_н$ — 5% $U_н$. Значения токов возбуждения, соответствующие трем режимам, могут служить критерием степени насыщения магнитопровода.

На рис. 7-58 показаны токи возбуждения турбогенераторов мощностью 500 и 300 *Мвт* при различных напряжениях. Из кривых следует, что указанные турбогенераторы являются несколько перенасыщенными. Оптимальное напряжение достаточно близко к номинальному и составляет примерно $0{,}975U_н$. Характерным является более быстрый рост тока возбуждения при повышении, чем при снижении напряжения. Это обстоятельство подтверждается также несимметричным видом кривых на рис. 7-58 относительно максимальной точки.

Рассмотренный вопрос о допустимом насыщении магнитной цепи турбогенератора дает общую оценку в относительных единицах, однако при этом представленный анализ безразличен к тому, в какой именно точке магнитной цепи имеет место то или иное насыщение. Вопрос о допустимых индукциях на том или ином участке может быть рассмотрен, например, со следующих позиций.

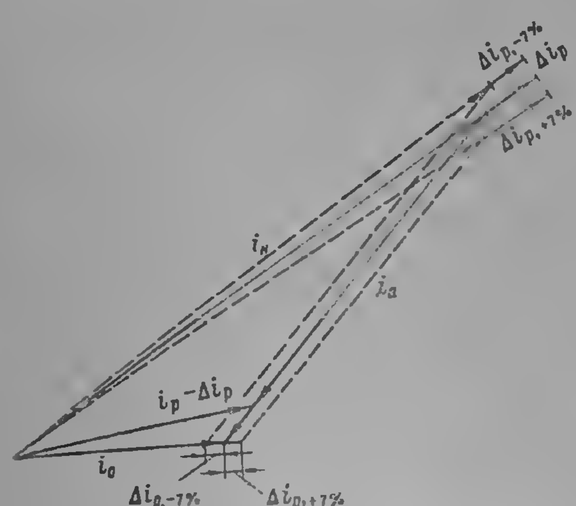


Рис. 7-57. Изменение тока возбуждения ненасыщенной и насыщенной машины при колебании напряжения $\Delta U_н = \pm 7\%$

Δi_p — приращение тока насыщенной машины

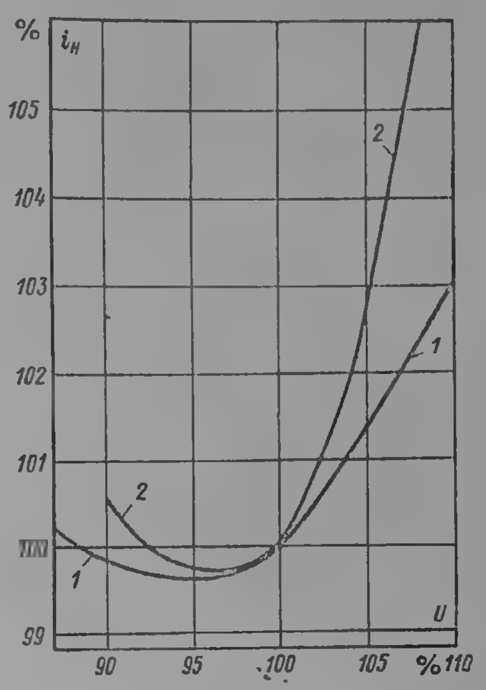


Рис. 7-58. Зависимость тока возбуждения $i_н$ от изменения напряжения статора при постоянной нагрузке:

1 — турбогенератор 300 *Мвт*, *2* — турбогенератор 500 *Мвт*

Для зубцов сердечника статора важным фактором является вытеснение потока в пространство паза. В пазу сердечника статора возникают магнитные потоки при холостом ходе машины из-за проникновения потока в открытые пазы и из-за насыщения стали зубцов. Поскольку высоты клина, подклиновых прокладок и изоляции в пазу турбогенератора имеют относительно большое значение, то потоком, проникающим в паз из воздушного зазора, в первом приближении можно пренебречь. Насыщение же зубцов достаточно интенсивным потоком приводит к параллельному вытеснению потока в пазы, поскольку для такого состояния магнитные сопротивления зубцов и паза уже будут в какой-то мере сопоставимы.

Если, как и при расчете намагничивания зубцов, рассматривать идеальную (расчетную) индукцию в зубцах, определяемую из параллельного распределения потоков в зубцах и пазу $\Phi_{z1} = \Phi_{zp1} + \Phi_{п1}$, где Φ_{z1} — поток на одно пазовое деление, Φ_{zp1} — поток в зубце, $\Phi_{п1}$ — поток в пазу, то

$$B_{z1} = B_{zp1} + \frac{B_{п1} b_{п1}}{b_{z1}} = B_{zi} + H_{z1} \frac{b_{п1}}{b_{z1}}, \qquad (7\text{-}109)$$

где $b_{п1}/b_{zi}$ — отношение ширины паза к ширине зубца.

На рис. 7-59 показана зависимость продольной индукции в пазу $B_п$ по (7-109) от расчетной индукции в зубцах для горячекатаной и холоднокатаной стали. Для горячекатаной стали резкое возрастание индукции в пазу

наблюдается после $B_{z1} \gg 2,0$ *тл*, когда индукция $B_п$ достигает 0,08 *тл* и больших значений.

Для холоднокатаной стали с направлением прокатки вдоль зубцов вытеснение потока в паз носит существенно меньшую интенсивность. Здесь при индукции в зубцах 2,0 *тл* индукция в пазу составляет примерно 0,02 *тл*. Естественно, что при применении холоднокатаной стали с направлением прокатки вдоль зубцов расчетные индукции в зубцах могут быть допущены при прочих равных условиях большие, чем при горячекатаной стали.

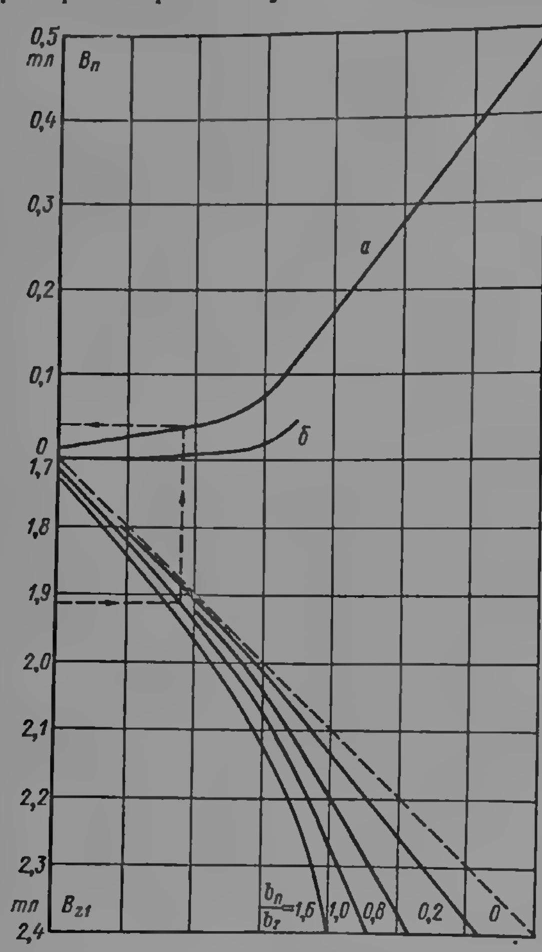


Рис. 7-59. К определению продольной индукции в пазу $B_п$: *а* — горячекатаная сталь; *б* — холоднокатаная сталь

B_{z1} — расчетная индукция в зубцах

Для оценки влияния индукции в пазу на потери в меди статорной обмотки полезно определить плотность вихревого тока в проводниках под действием индукции $B_п$. Будем считать вихревой ток направленным вдоль оси машины (ось x), тогда из уравнения поля (рис. 7-60)

$$\frac{\partial i_{xп}}{\partial y} = \gamma \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\mu_0 \gamma \frac{\partial H_z}{\partial t} =$$

$$= -\omega \mu_0 \gamma H_z \sin \omega t$$

получим

$$j_{xп} = \omega \mu_0 \gamma \int_0^{п} H_z dy. \quad (7\text{-}110)$$

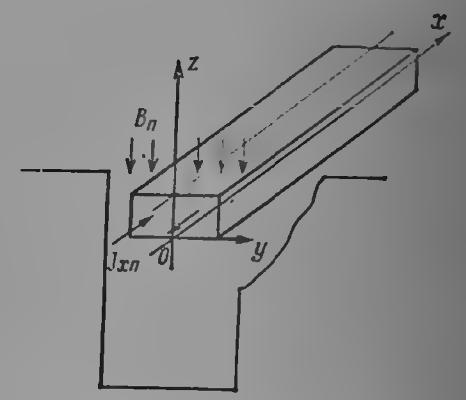


Рис. 7-60. К определению потерь в проводниках обмотки статора от продольного поля в пазу

Для проводников шириной $b_м \lessdot 10$ *мм* с достаточной степенью точности можно пренебречь действием вихревых токов на возбуждающее поле и принять, что H_z постоянно по ширине проводника. В этом случае плотность тока на расстоянии y от оси проводника составит $j_{xп} = \omega \mu_0 \gamma H_z y$ и среднее действующее значение плотности тока в среднем по ширине проводника будет

$$j_{xп} = \frac{2}{\sqrt{2} b_м} \sqrt{\int (\omega \mu_0 \gamma H_z y)^2 dy} = \frac{\omega \mu_0 \gamma H_z b_м}{6\sqrt{2}}, \; а/мм^2.$$

Поскольку $\mu_0 H_z = B_п$ и $b_м$ удобно выражать в *мм*, то окончательно запишем:

$$j_{xп} = \frac{\omega \gamma b_м B_п}{10^9 \cdot 2 \cdot \sqrt{6}}, \; а/мм^2. \quad (7\text{-}111)$$

Для меди $\gamma = 42 \cdot 10^6 \; 1/(ом \cdot м)$, для $f = 50$ *гц* круговая частота $\omega = 314$ 1/*сек*, при этом (7-111) примет вид:

$$j_{xп} = 2,7 b_м B_п, \; а/мм^2. \quad (7\text{-}112)$$

Если, например, $b_м = 10$ *мм* и $B_з = 0{,}04$ *тл*, то по (7-112) будем иметь $j_{хп} = 2{,}7 \cdot 10 \cdot 0{,}04 = 1{,}08$ *а/мм*².

Потери от потока в пазу удобно вычислить по формуле:

$$Q_{хп} = 2{,}44 j_{хп}^2 G_{Cu} \cdot 10^{-3}, \text{ квт}, \quad (7\text{-}113)$$

где G_{Cu}, *кг* — масса меди, в сечении которой плотность тока составляет $j_{хп}$.

Следует иметь в виду, что поскольку зубцы статора представляют собой трапецию с верхним основанием значительно меньшим, чем нижнее, то поток в верхней части паза будет вытесняться интенсивней, чем у дна. Это повлияет на распределение потерь в проводниках, расположенных на разной высоте в пазу.

Продольное поле в пазу статора влияет также на усилия, действующие на проводник в пазу. Если действует ток в стержне i и индукция в пазу $B_п$, то тангенциальное усилие, действующее на стержень будет

$$F_\tau = \sqrt{2} B_п i, \text{ н/м} \quad (7\text{-}114)$$

или

$$F_\tau = 1{,}02 \cdot 10^{-3} \sqrt{2} B_п i, \text{ кгс/см}. \quad (7\text{-}115)$$

Это усилие составляет часть рабочего усилия, создающего номинальный вращающий момент машины. Поскольку индукция в пазу обычно достаточно мала, то вращающий момент в основном приложен к зубцам статора. Если будет допущено значительное насыщение зубцов, это усилие будет воздействовать также и на обмотку в пазу статора, что может повлиять на вибрацию стрежня в пазу.

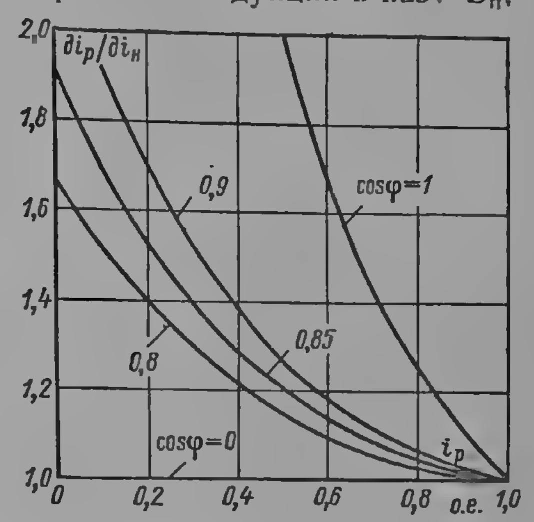


Рис. 7-61. Зависимость $\frac{\partial i_p}{\partial i_н}$, обеспечивающая оптимальное насыщение машины ($\Phi_0 = \text{const}$)

Общий анализ допустимых уровней индукции в роторе по условиям насыщения можно также провести, исходя примерно из тех же посылок, которые были сделаны ранее при анализе насыщения магнитной цепи вообще. Удобно исходить из того, что заданными являются основные размеры машины (включая воздушный зазор) и рабочий поток, переменной же является полная н. с. ротора (или номинальный ток возбуждения $i_н$). Будем полагать, что изменение тока возбуждения может происходить только за счет числа витков при постоянной плотности тока в них.

В этом случае формула для мощности (7-101) запишется ($\Phi_0 = \text{const}$), так:

$$P \infty \sqrt{i_н^2 - i_p^2 \cos^2 \varphi'} - i_p \sin \varphi'. \quad (7\text{-}116)$$

Максимальная мощность определится при $\partial P/\partial i_н = 0$, откуда после соответствующих преобразований получим

$$\frac{\partial i_p}{\partial i_н} = \frac{i_н}{i_p \cos^2 \varphi' + \sin \varphi' \sqrt{i_н^2 - i_p^2 \cos^2 \varphi'}}$$

или

$$\frac{\partial i_p}{\partial i_н} = \frac{1}{i_p \cos^2 \varphi' + \sin \varphi' \sqrt{1 - i_p^2 \cos^2 \varphi'}} = \varphi(i_p). \quad (7\text{-}117)$$

Здесь в правой части i_p в долях $i_н$. Для частного случая $\cos\varphi = 0$ получим $\partial i_p/\partial i_н = 1$; для другого частного случая, $\cos\varphi = 1$, $\partial i_p/\partial i_н = 1/i_p$. Зависимости $\partial i_p/\partial i_н$ при различных значениях $\cos\varphi$ нанесены на рис. 7-61.

Полученные критерии полностью подтверждают сделанные ранее выводы, что машина с большим $\cos\varphi$ и меньшим о. к. з. допускает бо́льшие индукции в роторе.

Критерию (7-117) наиболее просто может быть дана следующая физическая интерпретация. Пусть при постоянном потоке н. с. ротора F увеличивается за счет возрастания числа витков в пазах ротора и, следовательно, глубина паза ротора также растет. При этом будет повышаться индукция в зубцах ротора, а следовательно, и увеличиваться падение магнит-

ного напряжения в роторе, что должно привести к увеличению н. с. F_p. Когда отношение приращений ΔF_p к $\Delta F_н$ (при изменении глубины паза на Δh) будет соответствовать полученному критерию (7-117), будет достигнута оптимальная индукция в зубцах ротора.

Найдем, например, значение индукции в большом зубе ротора, пользуясь критерием (7-117). Приращения н. с. удобно записать как

$$\Delta F_p = H_{z2} \Delta h \tag{7-118}$$

и

$$\Delta F_н = \frac{s_{п2} i_н z_c \gamma}{4 h_{п2}} \Delta h = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\gamma A_2}{1 - D_{z2}}, \tag{7-119}$$

где H_{z2} — напряженность магнитного поля в корне большого зуба, $s_{п2}$ — число витков в пазу ротора, z_0 — число пазовых делений ротора, $\gamma = z_2/z_0$ — отношение числа обмотанных пазов ротора к числу пазовых делений, $h_{п2}$ — высота паза ротора, $A_2 = i_н s_{п2}/t_2$ — линейная нагрузка ротора, t_2 — шаг по пазам ротора, D_{z2} — диаметр по дну пазов ротора в долях D_2.

Предполагается, что ротор двухполюсного турбогенератора имеет равномерно расположенные пазы одинаковой высоты $h_{п2}$ (см. рис. 7-78).

Из отношения (7-118) к (7-119) с учетом (7-117) найдем, что

$$H_{z2} = \frac{\pi}{2} \gamma \frac{A_2}{1 - D_{z2}} \varphi(i_р), \ а/см, \tag{7-120}$$

если A_2 в $а/см$.

Связь между индукцией и напряженностью магнитного поля для роторных поковок при большом насыщении может быть такой:

$$B_{z2} = 1{,}867 + 1{,}25 \cdot 10^{-4} H_{z2}, \ тл, \tag{7-121}$$

где H_{z2} в $а/см$.

Для определения B_z при H_z меньшем 400 $а/см$ следует пользоваться кривой намагничивания материала поковок.

Формула (7-120) показывает, что допустимая напряженность магнитного поля возрастает с увеличением линейной нагрузки ротора, а следовательно, при этом может возрастать и индукция в магнитопроводе. Это важное положение указывает на то, что и при неизменных магнитных характеристиках поковок допустимые индукции могут возрастать с ростом электрических нагрузок.

В действительности из-за нелинейной связи H между B возрастание индукции даже при значительном возрастании линейной нагрузки ротора A_2 относительно невелико. Однако принципиальная возможность увеличения индукции при росте A_2 является важной.

Очевидно, что совместное решение (7-120) и (7-121) будет давать несколько завышенные значения допустимой индукции в корне большого зуба. Вследствие того что при увеличении глубины паза на Δh не только увеличивается магнитное падение напряжения в зубцах по (7-118), но и возрастает индукция в ярме ротора B_{a2} на ΔB_{a2}, более строгой по сравнению с (7-118) будет запись:

$$\Delta F_p = H_{z2} \Delta h + \frac{D_a}{2} \Delta H_{a2}. \tag{7-122}$$

Совместное решение (7-122) и (7-119) приводит к более сложным выкладкам и дает значения допустимой индукции в зубцах B_{z2} и ярме B_{a2} ротора в приемлемых границах. При этом общий вид зависимости H_{z2} и H_{a2} от параметров сохраняется, и H_{z2} оказывается близким к величине

$$H_{z2} = 0{,}6 \gamma \frac{A_2}{1 - D_{z2}} \varphi(i_p), \ а/см. \tag{7-123}$$

Произведем оценку B_{z2} по (7-123) и (7-121) на нескольких примерах:

$\cos \varphi$	0,8	0,85	0,85	0,85
A_2, $а/см$ . . .	2360	2460	3120	4270
γ	0,667	0,667	0,692	0,679
$i_p/i_н$	0,518	0,507	0,515	0,440
$\varphi(i_p)$	1,14	1,19	1,18	1,24
D_{z2}/D_2	0,640	0,662	0,695	0,680
B_{z2}, $тл$ . . .	2,25	2,30	2,50	2,71

Результаты вполне удовлетворительные.

Здесь важно отметить общий путь к определению допустимых индукций с помощью варьирования потока для определения общего насыщения магнитной цепи или варьирования глубины паза для проверки допустимости индукции в данной зоне машины. Очевидно, что такое варьирование лучше всего осуществлять с помощью полного расчета магнитной цепи, нап[illegible] на ЭВМ.

7-9. ОБМОТОЧНЫЕ ДАННЫЕ РОТОРА

1. Общие замечания. Под обмоточными данными ротора обычно понимают число пазов ротора z_2, число пазовых делений z_0, размеры пазов и меди, основные размеры самого ротора. Все эти данные необходимы для конструирования ротора с обмоткой.

Обмоточные данные могут быть выбраны на основе уже предварительно оцененных значений основных размеров и электромагнитных нагрузок, причем при выборе обмоточных данных сами основные размеры и электромагнитные нагрузки окончательно устанавливаются. Обычно отклонение таких значений основных размеров и электромагнитных нагрузок составляет 5—10% предварительно выбранных. Правильность принятых размеров и обмоточных данных проверяется затем при полном расчете турбогенераторов.

Ротор является наиболее напряженным узлом турбогенератора в отношении механической прочности, электрических и тепловых нагрузок и магнитного насыщения. Основным фактором, ограничивающим рост диаметра ротора, являются, следовательно, механические напряжения, возникающие в теле ротора, и особенно в бандажных кольцах, удерживающих лобовые части обмотки. В настоящее время наибольшим освоенным диаметром ротора является $D_2 = 1200$ *мм*. Возможность дальнейшего роста связана с успехами металлургии.

При обычной нагрузке с отстающим током статора н.с. обмотки ротора F_2 должна не только компенсировать н. с. реакции якоря F_a, но и создавать основной, рабочий поток в машине Φ_0. Поэтому линейная токовая нагрузка на ротор может оказаться больше линейной нагрузки на статоре в 1,5—1,7 раза. Ограниченные размеры диаметра ротора приводят также к необходимости повышения плотности тока ротора по сравнению со статором в 1,3—2,0 раза, причем это отношение возрастает по мере повышения мощности турбогенератора и его использования.

Ограниченные размеры ротора, а также высокие механические напряжения не дают возможности развить вентиляционную систему в такой степени, как это удается выполнить на статоре. Температурные ограничения на роторе обычно возникают быстрее, они в большинстве случаев ограничивают мощность турбогенератора в целом по нагреву.

Хотя выбор основных размеров и электромагнитных нагрузок производился выше в основном по статору, так как при задании на проектирование исходными данными являются данные по статору, однако в приведенных рекомендациях учтено то обстоятельство, что во многих случаях определяющими являлись основные размеры и электромагнитные нагрузки по ротору.

2. Материал ротора и бандажных колец. Механические свойства бочки ротора и бандажных колец обычно принято определять по напряжениям на поверхности центрального отверстия ротора и на внутренней поверхности бандажного кольца при разгонной скорости вращения ($n_р = 3600$ *об/мин*).

Расчеты показывают, что напряжения на поверхности центрального отверстия в малой степени зависят от выполнения зубцового слоя и в основном определяются наружным диаметром бочки.

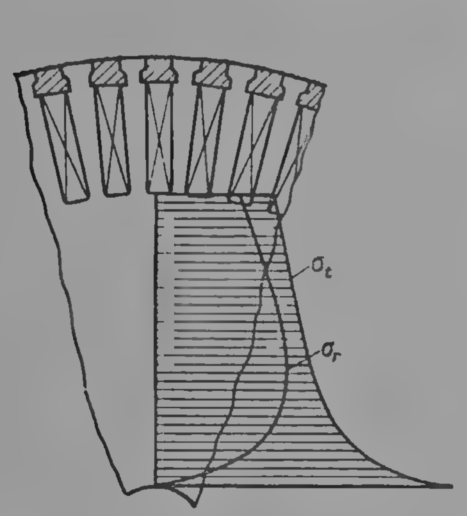
Под действием центробежных сил зубцовой зоны ротора и собственных центробежных сил в ярме ротора возникают тангенциальные и радиальные напряжения. Распределение этих напряжений показано на рис. 7-62. Максимальные напряжения обычно возникают на поверхности центрального отверстия, по ним и определяются необходимые механические свойства материала.

Расчет механических напряжений в ярме ротора может быть произведен по [2-10]. Поскольку напряжения на поверхности центрального отверстия являются определяющими, то при первоначальном проектировании они могут быть вычислены по приближенным формулам, либо по кривым рис. 7-70 или 7-71.

Роторные поковки для мощных турбогенераторов имеют примерно следующие механические свойства по испытаниям на тангенциальных образцах [2-10]: предел прочности $\sigma_в = 73 \div 80$ *кг/мм²*, предел текучести $\sigma_s = 55 \div 62$ *кг/мм²*, относительное удлинение $\varepsilon = 16 \div 15\%$, относительное сужение $\psi = 35 \div 30\%$, ударная вязкость $a_к = 6$ *кг·м/см²*.

При выборе коэффициентов запаса обычно исходят из предела текучести материала σ_s. Как правило, коэффициенты запаса составляют 1,8—2,0 для напряжения в зубцах ротора и 1,75—2,0 для напряжений на поверхности центрального отверстия при разгонной скорости вращения $n_р = 3600$ *об/мин*.

В настоящее время в Советском Союзе для изготовления роторных поковок применяются хромо-никель-молибденовые стали с содержанием никеля от 1,5 до 4,0%. Магнитные свойства роторных поковок приведены в § 3-1.



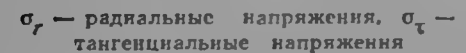


Рис. 7-62. Распределение напряжений от центробежных сил в теле ротора

σ_r — радиальные напряжения, σ_τ — тангенциальные напряжения

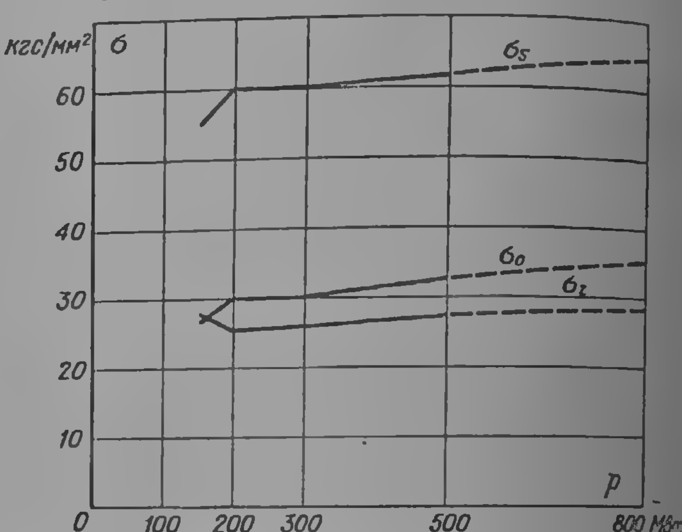


Рис. 7-63. Напряжения в бочке ротора и механические свойства поковок

σ_z — напряжения в зубцах, σ_0 — напряжения на поверхности центрального отверстия, σ_s — предел текучести

Напряжения в бочке ротора и механические свойства поковок представлены на рис. 7-63 [7-10].

Роторные бандажные кольца средних и крупных турбогенераторов всегда выполняются из немагнитной аустенитной стали. При этом относительная магнитная проницаемость ее $\mu = 1,01 \div 1,03$. Выполнение бандажных колец из немагнитной стали позволяет значительно снизить потоки магнитного рассеяния в лобовом пространстве турбогенератора и тем самым уменьшить потери и нагрев в этой зоне машины. Характер напряжений и механических свойств бандажных колец показан на рис. 7-64 [7-10]. Как следует из рисунка, основная нагрузка на бандажное стальное кольцо определяется собственными центробежными силами кольца, по крайней мере две трети напряжений в нем возникают от собственных центробежных сил. Напряжения на внутренней поверхности бандажного кольца можно оценить по приближенной зависимости:

$$\sigma_б = 0,49 \cdot 10^{-4} D_2^2 \, (n/3600)^2, \ кг/мм^2, \qquad (7\text{-}124)$$

где D_2 — в *мм*, n — в *об/мин*.

Такая зависимость представлена на рис. 7-65. Поскольку, как уже отмечалось, основной составляющей в напряжении бандажного кольца является собственная центробежная сила, то для изготовления бандажных колец могут представить интерес и другие, более легкие немагнитные материалы, в частности титановый сплав.

Некоторые свойства материалов, нашедших применение для роторных бандажных колец, представлены в табл. 7-15.

Таблица 7-15

Свойства материалов, применяемых для бандажных колец

Материал	Плотность, *кг/дм³*	Модуль упругости, *кгс/см²*	Коэффициент линейного расширения, *1/град*	Механические свойства (на внутренней поверхности)				
				σ_b, *кг/мм²*	σ_s, *кг/мм²*	ε, %	ψ, %	$a_к$, *кг·м/см²*
Аустенитная сталь	7,8—8,0	$2{,}1\cdot10^6$	$1{,}7\cdot10^{-5}$	75—110	60—100	25—20	35	8—10
Титановый сплав	4,5	$1{,}15\cdot10^6$	$0{,}86\cdot10^{-5}$	92	85	14	30	5
Дюралюминий	2,7	$0{,}7\cdot10^6$	$2{,}2\cdot10^{-5}$	40	30	8—12	—	—

Учитывая более низкую плотность титанового кольца, напряжения в нем приближенно можно определить по формуле

$$\sigma_б = 0{,}34\cdot10^{-4}D_2^2\,(n:3600)^2. \qquad (7\text{-}125)$$

Анализ показывает, что при применении одинаковых коэффициентов запаса и свойств материалов, приведенных в табл. 7-16, титановое бандажное кольцо дает возможность повысить диаметр ротора на 16—17% по сравнению со стальным.

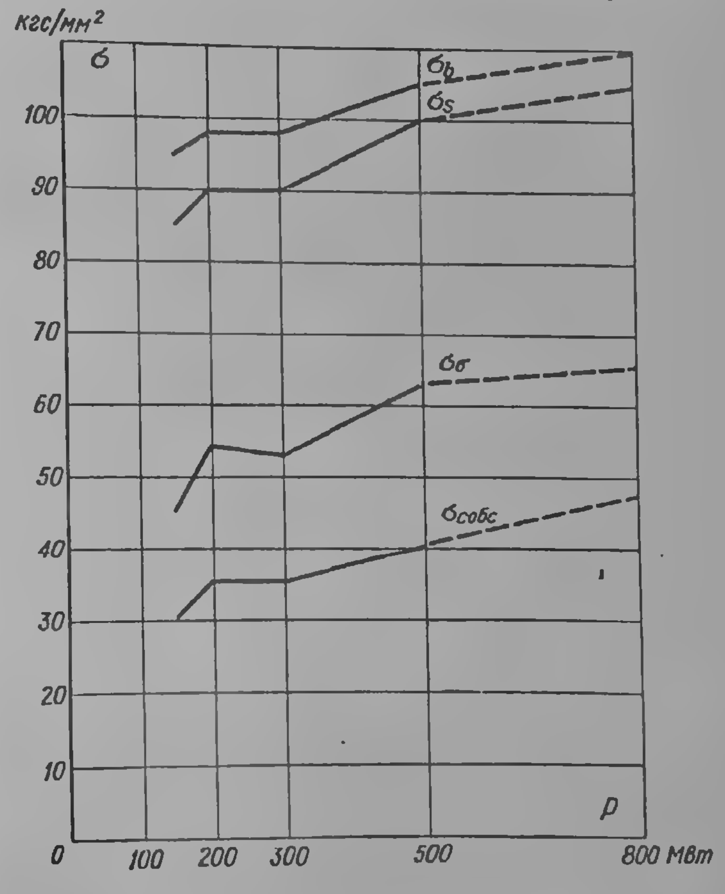


Рис. 7-64. Напряжения и механические свойства стальных немагнитных бандажных колец

$\sigma_{собс}$ — напряжения от центробежных сил бандажного кольца. $\sigma_б$ — напряжения от центробежных сил бандажного кольца и лобовых частей обмотки. σ_s — предел текучести. σ_b — предел прочности

Титановый сплав имеет меньший, чем у стали, модуль упругости, и поэтому бандажное кольцо, изготовленное из этого сплава, испытывает большие деформации от центробежных сил и требуются бóльшие натяги при посадке кольца на бочку ротора или на центрирующее кольцо. Вместе с тем у титанового сплава коэффициент линейного расширения почти в два раза меньше, чем у аустенитной стали.

Благодаря этим свойствам титанового сплава при горячей посадке требуется значительно более высокий нагрев бандажного кольца, чем кольца из немагнитной стали. Так, например, для турбогенератора мощностью 100 *Мвт* требуется нагрев бандажного кольца из немагнитной стали примерно до 250° С, а из титанового сплава — до 400° С для обеспечения необходимых посадочных натягов в эксплуатации. Столь значительные температуры могут оказаться опасными для подбандажной изоляции лобовых частей обмотки ротора.

Для того чтобы избежать высоких нагревов при посадке бандажных колец из титанового сплава, предложены конструкции составных колец: двухслойного и со вставками [7-10]. В обоих случаях наружная часть кольца

выполняется из титана, а внутренняя — частично или полностью — из аустенитной стали.

На рис. 7-66, *б* показана опытная конструкция бандажного узла с кольцами из титанового сплава с аустенитными вставками на посадочных местах для турбогенератора мощностью 100 *Мвт*. За счет применения стальных вставок температура нагрева бандажного кольца может достигать 300° С. Ротор

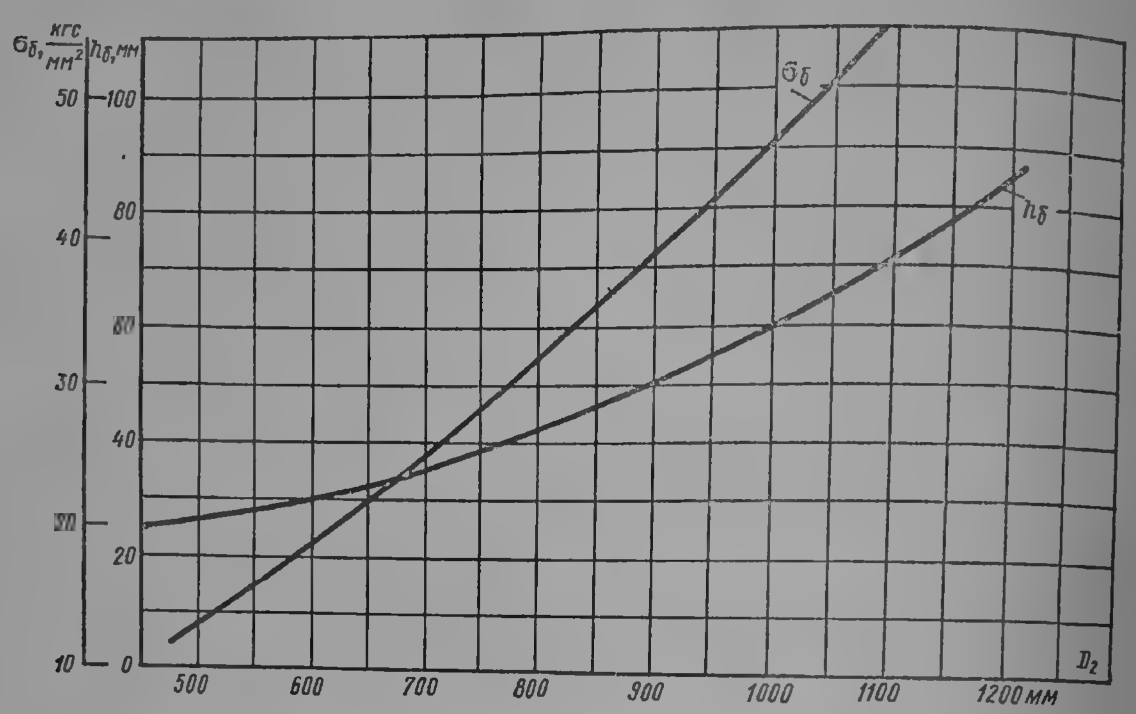
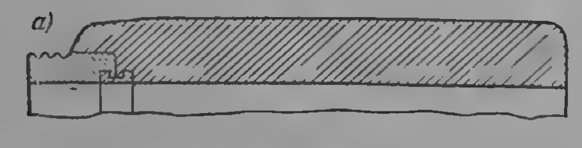


Рис. 7-65. Напряжения в бандажных кольцах ротора $\sigma_б$ и средняя толщина бандажного кольца $h_б$ в зависимости от диаметра бочки ротора D_2; $n_р$ = 3600 *об/мин*

с бандажным узлом такой конструкции находится в успешной эксплуатации с 1966 г. Других сведений по применению титана для бандажных колец пока не имеется.

В табл. 7-15 приведены также и свойства дюралюминия, однако из-за относительно низких механических свойств он может быть применен и применялся для машин малой мощности с диаметром ротора менее 800 *мм*.



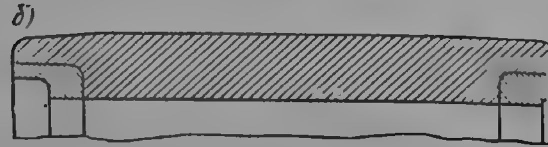


Рис. 7-66. Конструкция бандажного узла с кольцом из титанового сплава (на посадочных местах стальные немагнитные вставки): *а* — консольный узел; *б* — двухпосадочный узел

При выборе коэффициентов запаса обычно исходят из предела текучести материала σ_s на внутренней поверхности кольца. Как правило, коэффициент запаса составляет по максимальным тангенциальным напряжениям не менее 1,6 для напряжения от центробежных сил и не менее 1,54 для суммарных напряжений (с учетом натяга) при разгонной скорости вращения $n_р$ = 3600 *об/мин*.

При нормальной работе турбогенератора необходимо обеспечить надежное соединение деталей бандажного узла. Это достигается, как известно, горячей посадкой бандажного кольца на вал ротора и на центрирующее кольцо. Натяги при горячей посадке выбираются такими, чтобы разъединение деталей происходило при скоростях вращения выше номинальных и по возможности выше разгонной скорости вращения [2-10]. Ограничение посадочных натягов связано с температурой нагрева насаживаемых деталей и величиной возникающих в них напряжений.

Для роторов с диаметром бочки ротора до 850 *мм* разъединительные скорости для всех деталей бандажного узла составляют $n_{раз} \geq 3800$ *об/мин*; для турбогенераторов с диаметром ротора, большим чем 850 *мм*, разъединительная скорость для посадки бандажного кольца на ротор может составить $n_{раз} = 3200 \div 3600$ *об/мин*, а для других мест посадки 3600—3800 *об/мин* и более.

Однако основную долю напряжений при разгонной скорости вращения составляют напряжения от собственных центробежных сил и центробежных сил лобовых частей обмотки. Напряжения от горячей посадки при разгонной скорости вращения составляют, как правило, 3—6% суммарных напряжений в бандажных кольцах.

3. Выбор толщины бандажного кольца. Выбор толщины бандажного кольца ротора определяются конструктивными, технологическими и прочностными соображениями. Основное конструктивное требование при определении наружного диаметра бандажного кольца сводится к тому, чтобы могла быть обеспечена заводка ротора в расточку статора с учетом введения в расточку необходимых вспомогательных устройств (если это необходимо по технологии заводки ротора) и технологических зазоров между расточкой статора и наружным диаметром бандажного кольца. В турбогенераторах большой мощности воздушный зазор между статором и ротором δ настолько велик, что обычно не возникает трудностей по заводке ротора в статор.

С точки зрения механических напряжений вопрос может быть поставлен следующим образом [7-17], [2-10]. С ростом толщины бандажного кольца механические напряжения в нем от центробежных сил лобовой части обмотки уменьшаются, а от собственных центробежных сил увеличиваются. Вследствие этого следует ожидать, что при определенной толщине бандажного кольца будут иметь место минимальные суммарные напряжения в нем.

Величина тангенциальных напряжений на внутренней поверхности бандажного кольца может быть представлена как

$$\sigma_б = \frac{\eta_{11} C_л + \eta_1 C_б}{2\pi F_б} \left(\frac{n}{1000}\right)^2, \qquad (7\text{-}126)$$

где $C_л$ и $C_б$ — центробежные силы лобовых частей обмотки и бандажного кольца при скорости вращения $n = 1000$ *об/мин*, *кг*; $F_б$ — площадь радиального сечения бандажного кольца, *см*^{2}; η_{11} и η_1 — коэффициенты, отражающие влияние толщины кольца на величину напряжений.

Если ввести отношение $\xi = 2h_б / D_{б.\,в}$, где $h_б$ — толщина и $D_{б.\,в}$ — внутренний диаметр бандажного кольца, то согласно [7-17] напряжения $\sigma_б$ могут быть представлены в виде:

$$\sigma_б = \frac{F_1(\xi) + cF_2(\xi)}{a} \left(\frac{n}{1000}\right)^2,$$

где при коэффициенте Пуассона $\mu = 0{,}3$

$$F_1(\xi) = 5{,}71 \frac{2 + 2\xi + \xi^3}{3 + 3\xi + \xi^2}(1 + 1{,}65\xi + 0{,}825\xi^2);$$

$$F_2(\xi) = \frac{2 + 2\xi + \xi^2}{(2 + \xi)\xi}; \quad a = \frac{2{,}72}{\gamma_б D^2_{б.\,в}}; \quad c = \frac{4{,}85 G_л D_л}{\gamma_б L_б D^3_{б.\,в}}.$$

Здесь $G_л$ — масса лобовой части обмотки на одну сторону, $D_л$ — диаметр центра тяжести лобовой части обмотки, $\gamma_б$ — плотность материала бандажного кольца. Параметры a и c не зависят от толщины бандажного кольца.

На рис. 7-67 построена зависимость $a\sigma_б = (1000 : n)^2$ от ξ для различных c. С помощью этих кривых могут быть найдены напряжения $\sigma_б$ при принятых a и c. Рассмотрение этих кривых показывает, что существует оптимальная толщина бандажного кольца, при которой будут иметь место минимальные напряжения в нем. Однако, поскольку кривые $a\sigma_б$ достаточно пологие, то значительное изменение толщины бандажного кольца не дает

существенного изменения напряжения в нем и, следовательно, обеспечение оптимальной толщины может оказаться нецелесообразным. Толщина бандажа выбирается обычно существенно меньше оптимальной, что даст возможность получить экономию в материалах и, что главное, существенно облегчить технологию изготовления самого бандажного кольца.

Оценим влияние толщины бандажного кольца. Например, $G_л = 964$ *кг*, $D_л = 93$ *см*, $D_{б.в} = 105{,}5$ *см*, $L_б = 74{,}3$ *см*, $\gamma_б = 7{,}85 \cdot 10^{-3}$ *кг/см*³. При этом

$$a = \frac{2{,}72 \cdot 10^3}{7{,}85 \cdot 105{,}5^2} = 0{,}0312, \; c = 4{,}85 \cdot 10^3 \frac{964 \cdot 93}{7{,}85 \cdot 105{,}5^3 \cdot 74{,}3} = 0{,}633.$$

Если принять $\xi = 0{,}127$, то толщина бандажного кольца будет $h_б = 0{,}127 \cdot 105{,}5 : 2 = 6{,}7$ *см*. По кривым рис. 7-67 получим для $\xi = 0{,}127$: $a\sigma_б \left(\frac{1000}{n}\right)^2 = 14{,}6$ и $\sigma_б = \frac{14{,}6}{0{,}0312} \left(\frac{3600}{1000}\right)^2 = 6050$ *кгс/см*².

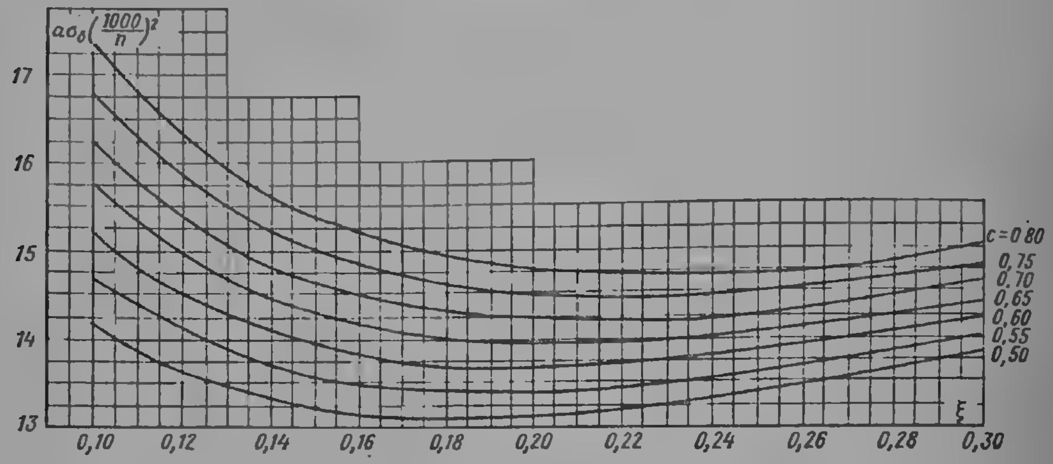


Рис. 7-67. Зависимость напряжений в бандажном кольце от ξ

Оптимальная толщина, согласно рис. 7-67 и [7-17], будет соответствовать $\xi = 0{,}206$ (т. е. $h_б = 10{,}9$ *см*), и минимальные напряжения составят $\sigma_б = 5720$ *кгс/см*². Средняя рекомендуемая зависимость $h_б$ от диаметра бочки ротора D_2 представлена на рис. 7-65.

4. Конфигурация зубцового слоя ротора из условий прочности. Поперечное сечение бочки ротора распределяется между пазами, в которых заложена обмотка, и телом ротора, несущим механические напряжения и одновременно служащим магнитопроводом для основного потока в машине. При выбранном диаметре задача состоит в том, чтобы правильно распределить поперечное сечение между пазами и телом ротора.

Ввиду того что механическая прочность ротора должна быть обеспечена в первую очередь, рассмотрим выполнение зубцового слоя ротора исходя из условий прочности.

При рассмотрении поперечного сечения ротора целесообразно ввести понятие относительных размеров пазов, приняв наружный диаметр бочки ротора и площадь ее сечения за единицу. Такое введение относительных единиц для ротора оказывается в ряде случаев оправданным, так как роторы, отличающиеся по величине диаметра, выполняются, как правило, по законам подобия, т. е. у одинаково спроектированных роторов площадь пазов составляет примерно одинаковую долю площади поперечного сечения бочки, высота паза составляет примерно одинаковую долю диаметра и т. д. Относительная система единиц позволяет изучить законы проектирования роторов в общем виде.

Обозначим относительную площадь пазовых делений ротора

$$S_0 = \frac{z_0 b_{п2} h_{п2}}{\frac{\pi}{4} D_2}, \qquad (7\text{-}127)$$

где z_0 — число пазовых делений ротора, $b_{п2}$ — ширина паза ротора, $h_{п2}$ — высота паза ротора; относительную высоту паза

$$\beta_2 = h_{п2}/D_2' \tag{7-128}$$

и относительную длину окружности, занимаемую пазами,

$$\alpha = \frac{z_0 b_{п2}}{\pi D_2}. \tag{7-129}$$

Величина площади пазов ограничивается прочностью тела ротора. Для роторов с прямоугольными пазами увеличение их площади мало влияет на напряжения на поверхности центрального отверстия, определяемые в основном диаметром ротора, но вызывает резкое увеличение напряжения в корне зубца. Однако и при постоянной площади пазов напряжение в корне зубца при заданном диаметре ротора существенно зависит от конфигурации зубцового слоя.

Действительно, при мелком пазе несущий слой (произведение числа пазовых делений на ширину зубца) получается слишком узким вследствие большой ширины паза. С другой стороны, при глубоком пазе большие напряжения в корне зубца получаются даже при небольшой ширине паза из-за уменьшения длины окружности по дну пазов.

При принятых относительных единицах напряжение в корне зубца, как показано в [7-22], может быть выражено так:

$$\sigma_z = \frac{\gamma \omega^2 D_2^2}{2g} \cdot \frac{\left(1 - 2\beta_2 + \frac{4}{3}\beta_2^2\right)\beta_2 - \left(1 - \frac{\gamma_п}{\gamma}\right)(1 - \beta_2)\alpha\beta_2}{1 - 2\beta_2 - \alpha}, \tag{7-130}$$

где ω — угловая скорость вращения, γ — плотность материала ротора, $\gamma_п$ — плотность содержимого паза, $g = 981$ *см/сек*^{2} — ускорение силы тяжести.

Плотность материала ротора составляет γ 7,85 *кг/дм*^{3}. Как показала статистика [7-22], плотность содержимого паза $\gamma_п$ обычно составляет для роторов с косвенным охлаждением 6,3 *кг/дм*^{3}, для роторов с непосредственным охлаждением 4,7 *кг/дм*^{3}.

Характер зависимости напряжений в корне зубца σ_z от конфигурации зубцового слоя показан на рис. 7-68 для обмотки без непосредственного охлаждения и на рис. 7-69 — для обмотки с непосредственным охлаждением. Для каждой кривой постоянной остается относительная площадь пазов ротора S_0. Из рис. 7-68 и рис. 7-69 следует, что при постоянной относительной площади пазов S_0 существует глубина паза, оптимальная с точки зрения прочности зубца ротора.

На практике часто приходится отступать от строго оптимального выполнения зубцового слоя, особенно у машин с относительно небольшим диаметром. В этом случае представленными рисунками можно воспользоваться для определения напряжений в корне зубца при заданной геометрии зубцового слоя.

Для определения глубины паза, дающей возможность в роторе с диаметром D_2 иметь наибольшую площадь пазов при заданном напряжении в корне зубца или, что то же самое, дающей наименьшее напряжение в корне зубца при заданной площади пазов, приравняем нулю производную $d\sigma_z/d\beta_2 = 0$.

Учитывая, что

$$\alpha = S_0/(4\beta_2), \tag{7-131}$$

получим для определения оптимальной глубины паза следующее уравнение:

$$\frac{16}{3}\beta_2^5 - 8\beta_2^4 + \left(4 + \frac{4}{3}S_0\right)\beta_2^3 - \left[1 + \frac{S_0}{4}\left(5 + \frac{\gamma_п}{\gamma}\right)\right]\beta_2^2 + \\ + \frac{S_0}{2}\left[1 + \frac{S_0}{4}\left(1 - \frac{\gamma_п}{\gamma}\right)\right]\beta_2 - \frac{S_0^2}{16}\left(1 - \frac{\gamma_п}{\gamma}\right) = 0. \tag{7-132}$$

Для полученного β_2, пользуясь геометрическим соотношением

$$z_0\,(b_{п2} + b_{z2}) \doteq \pi\,(D_2 - 2h_{п2})$$

или в относительных единицах

$$\alpha - \frac{z_0^2 b_{z2}}{\pi D_2} = 1 - 2\beta_2,$$

где b_{z2} — ширина корня зубца, можно определить величину $z_0 b_{z2}/D_2$ и $b_{п2}/b_{z2}$.

Поэтому остается по тем или иным соображениям задаться одной величиной, z_0, $b_{п2}$ или b_{z2}, чтобы получить две остальные. Таким образом, зная σ_z и D_2, можно определить все расчетные элементы ротора $(z_0,\ b_{п2},\ h_{п2})$ при максимальной площади пазов $z_0 b_{п2} h_{п2}$.

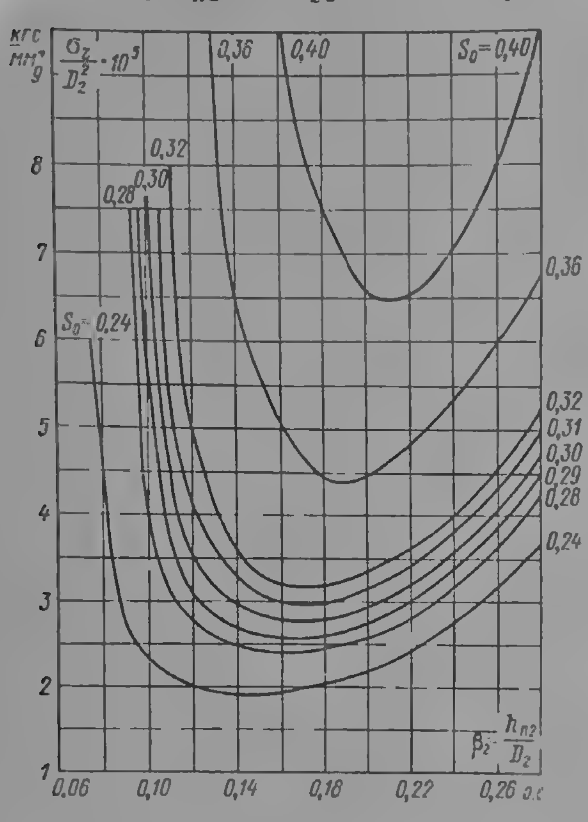


Рис. 7-68. Зависимость напряжения в корне зубца от глубины паза при постоянной площади пазов со сплошной медью и дюралюминиевым клином

$n_р$ = 3600 *об/мин*, плотность содержимого паза 6,3 *кг/дм³*

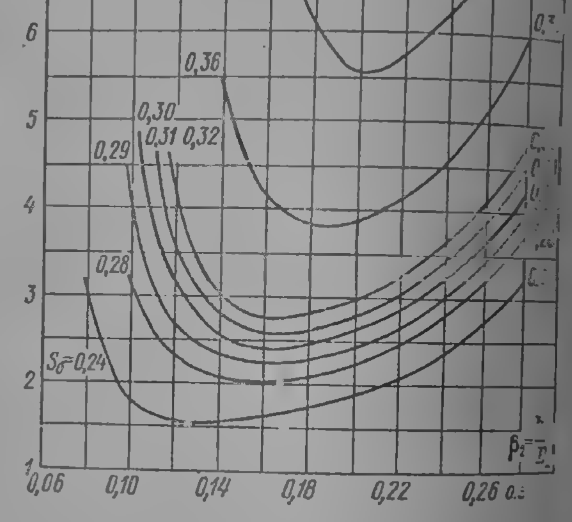


Рис. 7-69. Зависимость напряжения в корне зубца от глубины паза при постоянной площади пазов с полой медью и дюралюминиевым клином

$n_р$ — 3600 *об/мин*, плотность содержимого паза 4,7 *кг/дм³*

Ширина зубца в корне b_{z2} обычно ограничивается по технологическим и производственным соображениям и для роторов диаметром 800 *мм* и выше может быть не меньше 10—12 *мм*. Унифицируются на заводах также значения ширины пазов для сокращения номенклатуры фрез, изоляционных гильз, пресс-форм меди и пр.

На рис. 7-70 и 7-71 построены графики, дающие возможность определить наивыгоднейшую геометрию ротора. Графики эти дают отклонение 3—5% от расчетных значений и построены для следующих случаев: а) для прямоугольного паза со сплошной медью (рис. 7-70); б) для прямоугольного паза с полой медью (рис. 7-71). Приведенные на графиках значения напряжений соответствуют разгонной скорости вращения $n_р$ = 3600 *об/мин*, причем, как уже говорилось, для паза со сплошной медью принималось $\gamma_п$ = 6,3 *кг/дм³*, для паза с полой медью $\gamma_п$ = 4,7 *кг/дм³*.

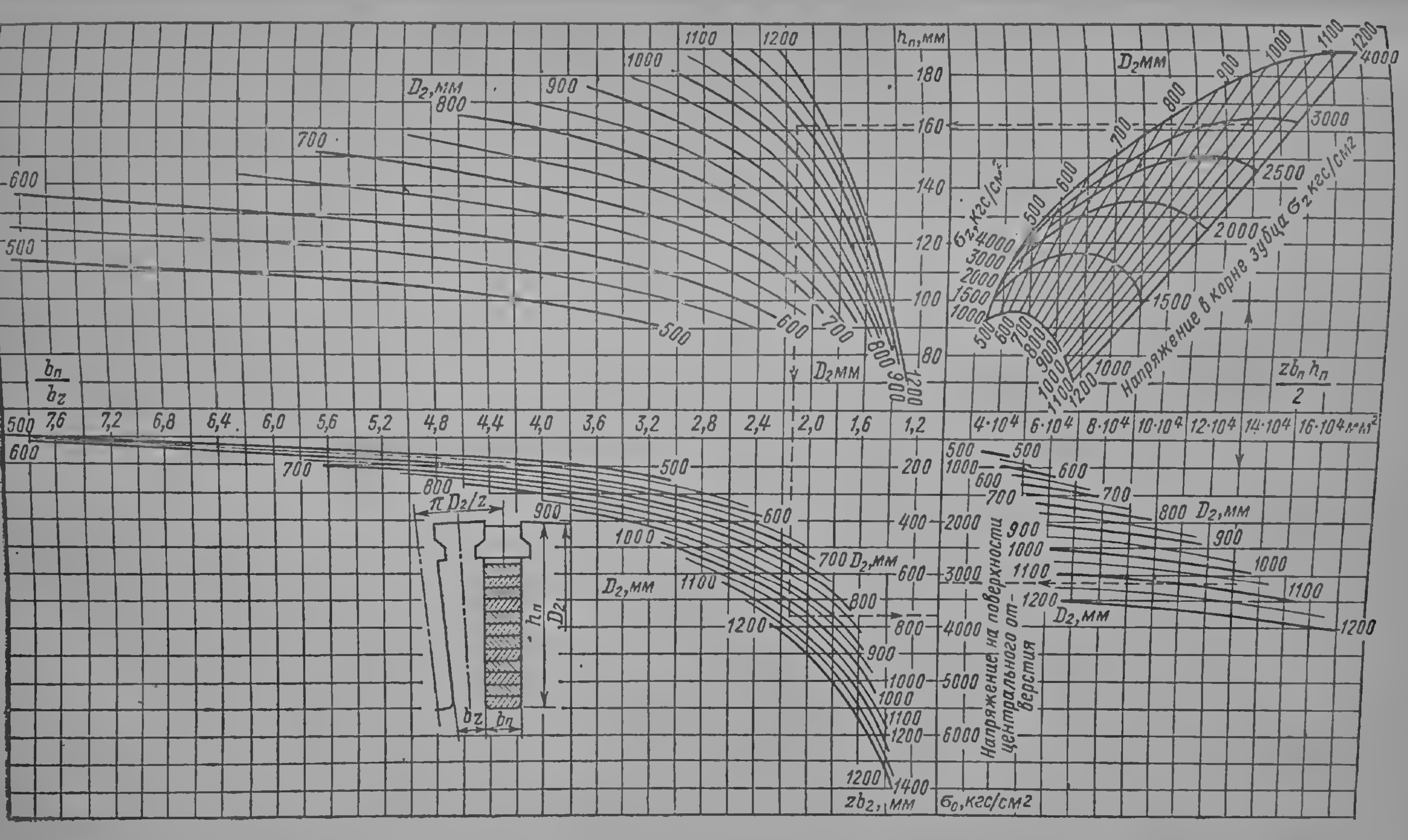


Рис. 7-70. Размеры паза, число пазовых делений и напряжения в роторе турбогенератора со сплошной медью (из условия прочности)

Рис. 7-71. Размеры паза, число пазовых делений и напряжения в роторе турбогенератора с полой медью (из условия «прочности»)

Рассмотрим несколько примеров, поясняющих использование приведенных графиков. Предварительно укажем, что н. с. ротора для рассматриваемого случая удобно представить в виде

$$F_2 = \frac{1}{2} z_0 \gamma b_{п2} h_{п2} k_м j_2, \qquad (7\text{-}133)$$

где $\gamma = z_2/z_0$ — отношение числа обмотанных пазов к числу пазовых делений, j_2 — плотность тока в обмотке ротора, $k_м$ — коэффициент заполнения паза медью; для машин с косвенным охлаждением $k_м$ обычно можно принимать 0,57, а для обмоток с непосредственным охлаждением — около 0,41.

Пусть заданы диаметр бочки ротора $D_2 = 1075$ *мм*; полная н. с. на пару полюсов $F_2 = 200$ *ка*; допускаемое значение напряжения в корне зубца σ_z — 3000 *кгс/см²*; охлаждение косвенное водородное.

Принимаем $k_м = 0{,}57$; $\gamma = 0{,}77$; $j_2 = 3{,}5$ *а/мм²*; тогда

$$\frac{z_0 \gamma b_{п2} h_{п2}}{2} = \frac{F_2}{j k_м \gamma} = \frac{200\,000}{3{,}5 \cdot 0{,}57 \cdot 0{,}77} = 13 \cdot 10^4 \ мм^2.$$

Пользуясь графиком рис. 7-70 (см. штриховой обход), находим $\sigma_z = 2900$ *кгс/см²*; $h_{п2} = 161{,}5$ *мм*; $b_{п2}/b_{z2} = 2{,}12$; $z_0 b_{п2} = 760$ *мм*, $\sigma_0 = 3170$ *кгс/см²*.

Выбираем $b_{п2} = 31{,}7$ *мм*, тогда $b_{z2} = 31{,}7 : 2{,}72 = 14{,}9$ *мм* и $z_0 = 760 : 14{,}9 = 51$.

Принимаем окончательно $z_0 = 52$, при этом $z_2 = 0{,}77 \cdot 52 = 40$.

Полученные напряжения на поверхности центрального отверстия и в корне зубца лежат в допустимых пределах, т. е. при принятой конфигурации зубцового слоя заданная н. с. F_2 может быть обеспечена.

Рассмотрим пример с применением внутреннего охлаждения проводников обмотки. Задан диаметр бочки ротора $D_2 = 1100$ *мм*. Следует определить механические свойства поковки ротора, максимальную н. с. F_2 и геометрию зубцового слоя.

Из рис. 7-71 видно, что напряжения на поверхности центрального отверстия при значительном изменении площади пазов меняются мало и для диаметра $D_2 = 1100$ *мм* составляют 2900—3200 *кгс/см²*. Исходя из этого, выбираем предел текучести роторной поковки 6000 *кгс/см²*; при коэффициенте запаса для зубцов, равном двум, допускаемое напряжение в корне зубца будет 3000 *кгс/см²*.

По графику на рис. 7-71 при $D_2 = 1100$ *мм* и $\sigma_z = 3000$ *кгс/см²* находим максимальную площадь пазов и другие данные: $z_0 b_{п2} h_{п2}/2 = 14{,}5 \cdot 10^4$ *мм²*; $h_{п2} = 170$ *мм*; $b_{п2}/b_{z2} = 2{,}46$; $z_0 b_{z2} = 690$ *мм*; $\sigma_0 = 3100$ *кгс/см²*.

Принимаем $b_{п2} = 31{,}7$ *мм*; тогда $b_{z2} = 31{,}7 : 2{,}46 = 12{,}9$ *мм*; $z_0 = 690 : 12{,}9 = 53$.

Выбирая $z_2 = 40$, получим $\gamma = 40 : 53 = 0{,}755$.

Последний пример. Требуемая н. с. $F_2 = 500\,000$ *а*, допускаемое напряжение в корне зубца $\sigma_z = 3250$ *кгс/см²*, плотность тока $j_2 = 10$ *а/мм²*, ширина паза $b_{п2} = 39{,}3$ *мм*. Определить наименьший диаметр бочки ротора D_2 и геометрию зубцового слоя.

Принимая $\gamma = 0{,}75$ и коэффициент заполнения паза медью $k_м = 0{,}41$, вычислим

$$\frac{F_2}{j_2 k_м \gamma} = \frac{500\,000}{10 \cdot 0{,}41 \cdot 0{,}75} = 16{,}3 \cdot 10^4 \ мм^2$$

и по графику рис. 7-71 имеем $D_2 = 1200$ *мм*; $h_{п2} = 176$ *мм*; $b_{п2}/b_{z2} = 2{,}32$; $z_0 b_{z2} = 800$ *мм*; $\sigma_0 = 3600$ *кгс/см²*;

Поэтому

$$b_{z2} = 39{,}2 : 2{,}32 = 16{,}9 \ мм, \quad z_0 = 800 : 16{,}9 = 48 \ и \ z_2 = 0{,}75 \cdot 48 = 36.$$

Таким образом, рассмотренный метод определения конфигурации зубцового слоя дает возможность найти наибольшую площадь пазов при заданных напряжениях или наименьшие напряжения при заданной площади пазов. Кроме того, полученные зависимости могут быть использованы и при решении других задач, связанных с определением механических напряжений в процессе проектирования.

Правильное использование поперечного сечения ротора в прочностном отношении является непременным условием обеспечения надежной работы и высоких технических показателей турбогенератора.

На практике, конечно, приходится отступать от строго оптимального выполнения зубцового слоя, поскольку кривая зависимости σ_z в некотором диапазоне значений β_2 и S_0 весьма полагая (рис. 7-68 и 7-69).

Для ориентировочной оценки конфигурации зубцового слоя можно рекомендовать рабочие значения относительной площади пазовых делений $S_0 = 0{,}24 \div 0{,}32$ и глубины паза $\beta_2 = 0{,}14 \div 0{,}20$, причем большие значения принимаются, как правило, при меньших диаметрах D_2.

Покажем также и другие возможные методы для подхода к определению выборного слоя ротора.

Помимо рассмотренного выше условия прочности тела ротора, конфигурация зубцового слоя должна удовлетворять также ряду других требований: должна быть обеспечена необходимая площадь зубцов ротора для прохождения магнитного потока, эффективное охлаждение, синусоидальность кривой н. с. и индукции в воздушном зазоре, а также удовлетворять ряду технологических и нормативных требований.

Непосредственно к уже рассмотренной может, например, примыкать задача по определению максимального расчетного сечения магнитопровода по дну пазов ротора. Условие магнитного потока сводится к тому, чтобы индукция в сечении по дну пазов не превосходила допустимой. Так как обычно задаются индукцией в воздушном зазоре B_δ, то по допустимой в корне зубца индукции B_z определяется величина l расчетного сечения по дну пазов. Если считать, что распределение индукции в воздушном зазоре и рассматриваемом сечении имеет синусоидальный характер, можно записать:

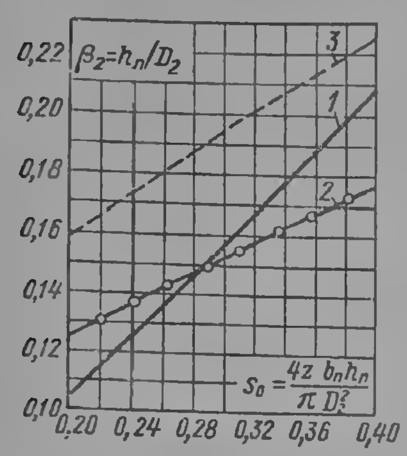


Рис. 7-72. Относительная глубина паза, обеспечивающая наибольшую площадь пазов

1 — из условия «прочности», *2* — из условия «магнитного потока», *3* — из условия «охлаждения»

$$L/D_2 = B_\delta/B_z.$$

В этом случае расчетное сечение по дну пазов при единичной длине ротора согласно [2-10] можно представить как

$$L = D_2 - 2h_{п2} - b_{п2}\frac{1-\cos\frac{\pi}{2}\gamma}{\sin\pi/z_0}.$$

Принимая приближенно $\sin\pi/z_0 = \pi/z_0$, находим

$$\frac{L}{D_2} = 1 - 2\beta_2 - b_{п2}\left(1-\cos\frac{\pi}{2}\gamma\right).$$

Учитывая (7-131), получим выражение для относительной глубины пазов

$$\beta_2 = \sqrt{\left(1-\cos\frac{\pi}{2}\gamma\right)\frac{S_0}{8}}, \qquad (7\text{-}134)$$

обеспечивающей наибольшую площадь пазов при заданном сечении (в относительных единицах) L/D_2.

Для крупных турбогенераторов с предельным использованием механических и магнитных свойств поковки ротора конфигурация зубцового слоя, удовлетворяющая условию прочности, приводит, как отмечалось, к $S_0 = 0{,}24 \div 0{,}32$.

На рис. 7-72 показана относительная глубина паза β_2 в зависимости от относительной площади пазов S_0, определенная из условий «прочности» и «магнитного потока» при $\gamma = 0{,}75$. Как видно из рисунка, для величин $S_0 = 0{,}24 \div 0{,}32$ оба эти условия приводят к практически близкой конфигурации зубцового слоя. Из рис. 7-72 следует также, что в этом диапазоне изменения S_0 напряжения в корне зубца σ_z и напряжения на поверхности центрального отверстия σ_0 достаточно близки друг к другу.

В малых турбогенераторах с относительно небольшими диаметрами индукция в воздушном зазоре обычно принимается несколько меньшей, чем при предельных диаметрах. Если при этом и механические свойства ротора используются не до предела, то выбор геометрии зубцового слоя мог бы быть произведен из соображений, отличных от прочностных. Одним из таких соображений для обмотки со сплошной медью может быть условие «наилучшего охлаждения» [7-22].

Требование к охлаждению для обмотки, выполненной с обычным, поверхностным охлаждением, в основном сводится к тому, чтобы обмотка была уложена в возможно большее число пазов. Это объясняется тем, что узкие пазы имеют наименьшую удельную тепловую нагрузку на корпусную изоляцию и, следовательно, наименьший температурный перепад на ней.

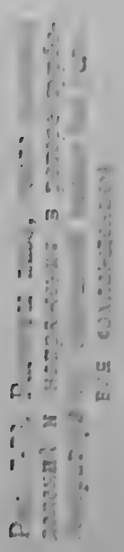
Действуя как и ранее, можно показать, что глубина действительного паза, определяемая из этого условия, оказывается не зависящей от диаметра бочки ротора и полностью определяется площадью пазов: $\beta_2 = \sqrt{S_0/8}$, т. е. $h_{п2} = z_0 b_{п2}/(2\pi)$.

Как следует из рис. 7-72, определенный таким образом паз получается глубже, чем из условий «прочности» и «магнитного потока». Конфигурацию зубцового слоя в этом случае можно определить, пользуясь графиком рис. 7-73.

При проектировании ротора приходится также заботиться о величине индукции в спинке (ярме). Очевидно, что при пазах, выбранных из условия «охлаждения», индукция в спинке будет выше, чем при использовании условий «прочности».

5. Трапецеидальные пазы ротора. Ранее был рассмотрен ротор с прямоугольными пазами. Такая форма пазов обеспечивает простоту изготовления проводников обмотки и самого ротора.

Эффективность использования ротора при любой системе охлаждения может быть повышена за счет применения трапецеидальных или ступенчатых



Напряжение на поверхности центрального отверстия

пазов. Анализ, аналогичный проведенному ранее для прямоугольных пазов, показывает, что в этом случае выбор размеров из условия минимального напряжения в корне зубца приводит к чрезмерно глубокому пазу и напряжения на поверхности центрального отверстия ограничивают количество располагаемой на роторе меди. Поэтому здесь, по видимому, наиболее целесообразным было бы поставить условие равнопрочности корня зубца и поверхности центрального отверстия ротора. Однако для практической оценки преимуществ трапецеидального паза можно поступить следующим образом.

Прямоугольные пазы, выбранные, например, из условия «прочности», разворачиваются в трапецию (рис. 7-74), имеющую нижнее основание, равное ширине прямоугольного паза. Зубцы ротора при этом имеют прямоугольную форму. Так как плотность содержимого паза, особенно при непосредственном охлаждении, меньше, чем удельный вес стали, то напряжения в корне зубца и на поверхности центрального отверстия ротора при этом, очевидно, не будут увеличиваться.

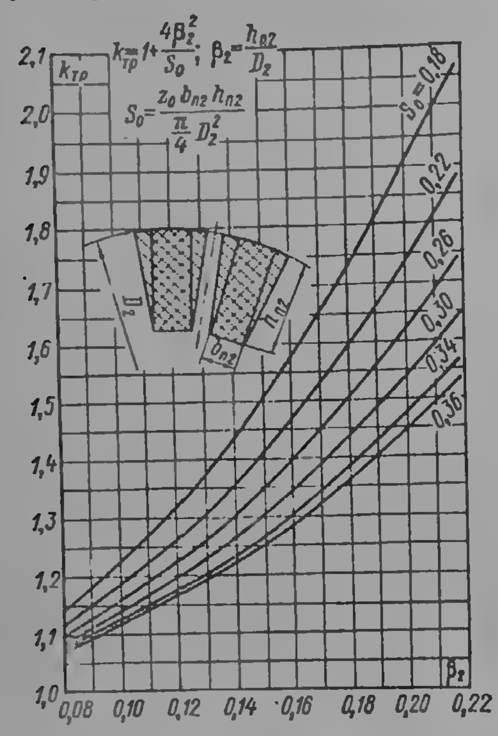


Рис. 7-74. Отношение площади трапецеидальных пазов к площади прямоугольных в зависимости от β_2 и S_0

При прямоугольной форме пазов площадь их

$$z_0 b_{п2} h_{п2} = \frac{\pi D_2^2}{4} S_0,$$

При трапецеидальных пазах, построенных как показано на рис. 7-74, добавочная площадь пазов будет

$$\frac{1}{2}\left(\frac{\pi D_2}{z_0} - b_{п2} - b_{z2}\right) h_{п2} z_0 = \pi D_2^2 \beta_2^2.$$

Следовательно, отношение площади трапецеидального паза к площади прямоугольного

$$k_{тр} = 1 + \frac{4\beta_2^2}{S_0}. \qquad (7\text{-}135)$$

На рис. 7-74 приведен коэффициент увеличения площади пазов трапецеидального паза $k_{тр}$ по сравнению с прямоугольным для различных значений β_2 и S_0. В практической зоне β_2 и S_0 это увеличение может составить 15—25%, что вызывает соответствующее увеличение н. с. ротора или снижение потерь на возбуждение.

При использовании условия «прочности» β_2 как функция S_0 определяется уравнением (7-132), что в случае полной меди ($\gamma_п = 4{,}7$ *кг/дм*^{3}) приводит к следующему значению коэффициента $k_{тр}$:

S_0	0,20	0,24	0,28	0,32	0,36
$k_{тр}$	1,196	1,240	1,288	1,333	1,372

Так как при выборе пазов из условия «охлаждения» $\beta_2^2 = \frac{1}{8} S_0$, то коэффициент увеличения $k_{тр}$ будет равен 1,5. Приведенные значения коэффициента трапецеидальности пазов $k_{тр}$ предусматривают увеличение площади всего паза, включая и часть паза, занятую клином; кроме того, трапецеидальные пазы часто выполняют не на всю высоту паза, а на часть ее или иногда делается не полная развертка паза (т. е. зубец также остается не прямоугольной, а трапецеидальной формы) и т. д. Ступенчатый паз также дает увеличение площади паза.

Применение всех этих разновидностей пазов в роторе позволяет повысить их площадь и тем самым улучшить использование ротора. Неизбежное при

этом усложнение конструкции будет оправдано достигнутым увеличением мощности или снижением потерь на возбуждение.

Одним из вопросов при проектировании трапецеидальных пазов может явиться выбор высоты проводников обмотки. Все проводники в таком пазу должны были бы иметь разную высоту, для того чтобы площадь всех витков была одинаковой. В этом случае обеспечивался бы минимум потерь в пазу и равенство плотностей тока во всех витках. На практике иногда принимают все проводники разной высоты, иногда же с целью уменьшения сортамента применяемой меди ограничиваются двумя-тремя значениями высоты меди.

Для систем охлаждения обмоток ротора с забором газа из зазора может оказаться целесообразным выполнение всех витков одинаковой высоты, что позволяет снизить температуру верхних, наиболее нагретых витков обмотки.

6. Оптимальное использование ротора при заданном магнитном насыщении. Высокие удельные механические, тепловые и магнитные нагрузки ротора турбогенератора предъявляют особые требования к рациональному выполнению его зубцового слоя.

Ранее была рассмотрена задача, позволяющая обеспечить максимальное расположение на роторе пазовых делений, при этом предполагалось, что чем больше площадь пазов в поперечном сечении ротора, тем выше его использование.

Однако может заслуживать внимание задача по рациональному распределению поперечного сечения ротора между обмотанными пазами (несущими н. с. ротора) и телом ротора (несущим рабочий поток). Уменьшение сечения обмотанных пазов, вообще говоря, приводит к уменьшению н. с. ротора, но в то же самое время позволяет повысить его полезный магнитный поток.

Если условия механической прочности удовлетворены, то в практических приложениях всегда могут быть рассмотрены технически приемлемые варианты с относительно повышенным или пониженным магнитным потоком, причем преимущество тех или иных конкретных вариантов будет зависеть от поставленных требований. Для современных турбогенераторов с высокими токовыми нагрузками особенно благоприятными могут оказаться конструкции, обеспечивающие относительное повышение магнитного потока.

Рассмотрим некоторые общие вопросы оптимизации электромагнитного использования ротора, т. е. вопросы соотношений между токовыми и магнитными параметрами ротора и, следовательно, распределений сечения ротора между площадью пазов и площадью магнитопровода.

Напомним, что поскольку условия механической прочности записываются для малого зубца ротора, то выбор отношения числа обмотанных пазов к числу пазовых делений $\gamma = z_2/z_0$ ранее не производится.

Мощность ротора на единицу длины представим как произведение первой гармонической полезного потока и первой гармонической н. с., развиваемой обмоткой возбуждения. При этом будем полагать, что полезный поток пропорционален потоку холостого хода и направлен по продольной оси ротора. Эта условная картина соответствует практическому методу расчета характеристик генератора, позволяющему с достаточной точностью определить ток возбуждения под нагрузкой. Такая постановка существенно облегчает анализ.

Но и при сделанных упрощающих предположениях расчет ротора как магнитопровода с учетом распределения н. с. по окружности ротора представляет весьма трудоемкую задачу.

Для простого и достаточно надежного решения поставленной задачи воспользуемся практическим методом расчета магнитной цепи [2-10]. Этот метод основан на том, что магнитная цепь неявнополюсного генератора с распределенной н. с. замещается эквивалентной цепью с сосредоточенной н. с. по типу явнополюсных синхронных машин. Электромагнитные нагрузки (плотность тока и индукцию) будем считать заданными. Принимая также по-

стоянным коэффициент заполнения паза медью, для первой гармонической н. с. обмоток возбуждения будем иметь [7-21]

$$F_2 \backsim \frac{\pi D_2^2}{4} \cdot \frac{S_0 \gamma \sin \frac{\pi}{2} \gamma}{2 z_0 \gamma \sin \frac{\pi}{z_0}} \backsim S_0 D_2^2 \sin \frac{\pi}{2} \gamma, \quad (7\text{-}136)$$

где $\backsim$ знак пропорциональности; будем считать $\sin \pi/z_0 \approx \pi/z_0$.

Для первой гармонической потока ротора получим

$$\Phi_2 \backsim D_2 \left[1 - 2\beta_2 - \frac{S_0}{4\beta_2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{2} \gamma \right) \right], \quad (7\text{-}137)$$

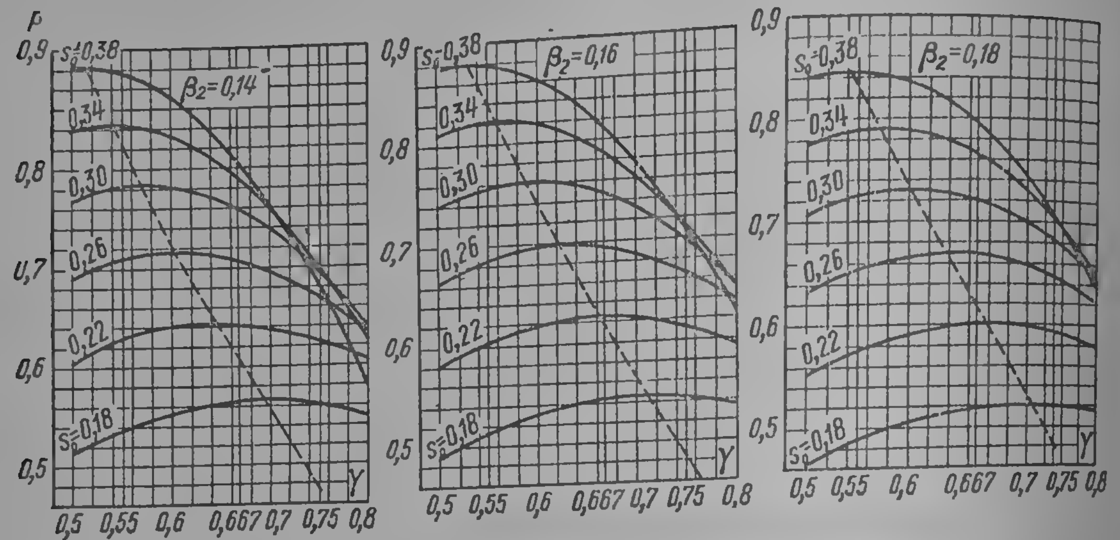


Рис. 7-75. Зависимость мощности ротора P' от γ: $\beta_2 = 0{,}14$ (*а*), $\beta_2 = 0{,}16$ (*б*), $\beta_2 = 0{,}18$ (*в*)

мощность ротора

$$P_2 = F_2 \Phi_2 = S_0 D_2^3 \left[1 - 2\beta_2 - \frac{S_0}{4\beta_2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{2} \gamma \right) \right] \sin \frac{\pi}{2} \gamma. \quad (7\text{-}138)$$

Деля это равенство на D_2^3, найдем относительную мощность ротора

$$P' = 6{,}7 S_0 \left[1 - 2\beta_2 - \frac{S_0}{4\beta_2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{2} \gamma \right) \right] \sin \frac{\pi}{2} \gamma. \quad (7\text{-}139)$$

За мощность $P' = 1$ принята мощность при $\gamma = 0{,}5$, $\beta_2 = 1/6$ и $S_0 = 0{,}455$.

Таким образом, использование ротора определяется тремя относительными параметрами: S_0, β_2 и γ.

На рис. 7-75 представлена зависимость мощности ротора P' по (7-139) от угла γ для нескольких значений β_2 и S_0. Штриховые линии соединяют максимальные значения мощности для заданных β_2 и S_0.

Для определения влияния этих параметров на мощность приравняем первую производную последовательно по S_0, β_2 и γ от выражения в правой части (7-139) нулю. Решаем получаемые при этом уравнения относительно S_0:

$$S_0 = \frac{2\beta_2 (1 - 2\beta_2)}{1 - \cos \frac{\pi}{2} \gamma}, \quad (7\text{-}140) \qquad S_0 = \frac{8\beta_2}{1 - \cos \frac{\pi}{2} \gamma}, \quad (7\text{-}141)$$

$$S_0 = \frac{4\beta_2 (1 - 2\beta_2)}{1 + \dfrac{1}{\cos \frac{\pi}{2} \gamma} - 2 \cos \frac{\pi}{2} \gamma}. \quad (7\text{-}142)$$

Отметим, что решение (7-141) соответствует (7-134). При выбранных значениях S_0 и β_2 перекрытие γ, обеспечивающее оптимальное использование ротора, может быть получено при совместном решении (7-139) и (7-142). Результаты решения представлены на рис. 7-76.

Совместное решение уравнений (7-140) и (7-141) дает условие максимального использования ротора при любом угле перекрытия γ. Имеем $\beta_2 = 1/6$;

$$S_0 = \frac{2}{9\left(1 - \cos\frac{\pi}{2}\gamma\right)}, \tag{7-143}$$

$$P_0 = \frac{13{,}4 \sin\frac{\pi}{2}\gamma}{27\left(1 - \cos\frac{\pi}{2}\gamma\right)}. \tag{7-144}$$

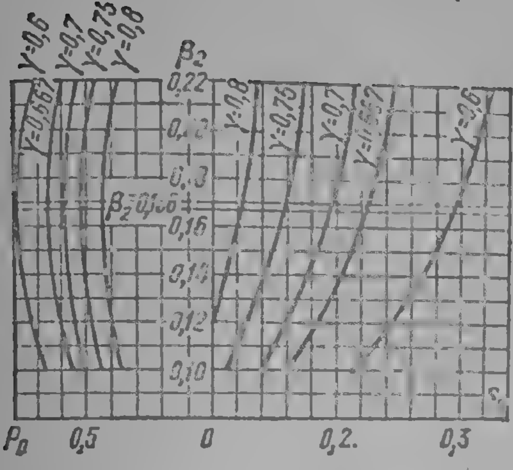


Рис. 7-76. Оптимальные значения γ и мощности ротора P_0 при заданных β_2 и S_0

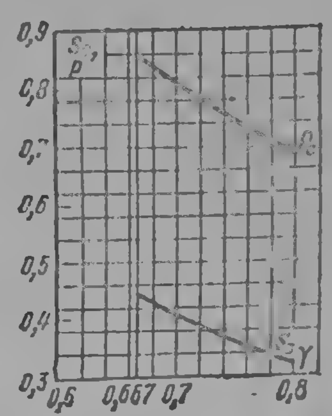


Рис. 7-77. Оптимальные значения S_0 и мощности ротора P_0 при заданных γ и $\beta_2 = 1/6$

Зависимости (7-143) и (7-144) представлены на рис. 7-77. Как следует из этого рисунка, при углах γ, меньших 0,75, площадь пазовых делений S_0 оказывается большей, чем это практически удается осуществить в турбогенераторах, из-за значительных механических напряжений, возникающих в зубцах, а также из технологических соображений.

Следовательно, роторы турбогенераторов из-за ограничений, связанных с механической прочностью, являются недоиспользованными в электромагнитном отношении и всегда целесообразно рассмотреть вопрос о возможном увеличении S_0. Таким образом, в практических применениях механически напряженных конструкций выбор S_0 в основном следует производить, исходя из условий, близких по своим результатам к условию «прочности» (рис. 7-70 и рис. 7-71), а отношение числа обмотанных пазов к числу пазовых делений γ — из условий повышения магнитного потока. Значения β_2, полученные из рассмотренных нами условий «прочности» и «максимальной мощности», в рабочем диапазоне использования ротора оказываются достаточно близкими. Для выбора γ в какой-то мере можно воспользоваться рис. 7-75.

Выбор угла перекрытия γ и связь между обмоточными данными ротора и статора в этом случае поясним на примере. Исходный турбогенератор имеет ротор с зубцовым слоем, выбранным по следующим условиям прочности: $\beta_2 = 0{,}153$; $S_0 = 0{,}304$.

На основании электрического расчета отношение числа обмотанных пазов к числу пазовых делений составит $\gamma = 36 : 48 = 0{,}75$, а число пазов статора будет $z_1 =$ [illegible].

Из кривых рис. 7-75, б следует, что примерно такая же мощность по ротору может быть обеспечена при $\beta_2 = 0{,}153$, $S_0 = 0{,}304$ и $\gamma = 0{,}667$, т. е. в этом случае число обмотанных пазов на роторе будет $z_2 = 0{,}667 \cdot 48 = 32$.

В соответствии с уменьшением площади обмотанных пазов и увеличением [illegible] магнитопровода ротора необходимо уменьшить н. с. реакции якоря и увеличить [illegible] поток в машине. Это достигается соответствующим уменьшением числа пазов статора. В [illegible]ких случаях число пазов статора рекомендуется уменьшить соответственно умень[illegible]

обмотанных пазов ротора. Тогда новое число пазов статора будет $z_1 = 66 \cdot 32 : 36 = 60$. Полезный поток и н. с. реакции статора изменится соответственно изменению числа пазов z_1. Результаты поверочных расчетов обоих вариантов представлены в табл. 7-16. Технические и экономические преимущества турбогенератора с пониженным γ делают второй вариант предпочтительным.

Таблица 7-16

Результаты поверочных расчетов двух турбогенераторов одинаковой мощности при $\gamma = 0{,}75$ и $\gamma = 0{,}667$

Основные данные	Первый вариант	Второй вариант
γ	0,75	0,667
z_2	36	32
β_2, о. е.	0,153	0,153
S_0, о. е.	0,304	0,304
z_1	66	60
Вес меди и изоляции, о. е.	1	0,90
Потери на возбуждение, о. е.	1	0,89
Потери в меди статора, о. е.	1	0,91
Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, о. е.	1	0,81
Линейная нагрузка статора, о. е.	1	0,91

Повышение мощности вместе с уменьшением γ связано с тем, что при этом возрастание магнитного потока происходит быстрее, чем уменьшение н. с. ротора. Следовательно, в турбогенераторах с относительно уменьшенным значением γ полезный поток будет повышен, а н. с. снижена, т. е. такая машина будет несколько форсирована по магнитному потоку. Это обстоятельство существенно для высокоиспользуемых машин с непосредственным охлаждением обмотки, когда повышение мощности в основном происходит за счет возрастания линейной нагрузки, что приводит к соответствующему относительному уменьшению величины полезного потока и изменению параметров и распределения потерь в машине.

При выборе величины γ большое значение имеет, помимо использования ротора, форма поля магнитного потока в воздушном зазоре. Содержание высших гармонических в кривой поля может быть определено графическим построением поля с учетом распределения н. с. и насыщения [2-10]. Вопрос о выборе γ с точки зрения формы н. с. и поля в воздушном зазоре рассмотрен ниже.

7. Форма н. с. и поля ротора. Если число обмотанных пазов ротора составляет z_2, то число катушек на один полюс будет

$$q_2 = z_2/(4p), \qquad (7\text{-}145)$$

где p — число пар полюсов.

Следовательно, число пазов z_2 двухполюсного ротора должно делиться на четыре. Отсюда может быть записан ряд рекомендуемых чисел пазов двухполюсных турбогенераторов:

z_2/p 12 16 20 24 28 32 36 40 44

Отношения γ для различных z_2 и z_0 представлены в табл. 7-17.

При рассмотрении н. с. обмотки возбуждения все катушки обмотки можно рассматривать как катушки с диаметральным шагом распределения на зоне, равной $\pi\gamma^\circ$ (см. гл. 4). Обмоточные коэффициенты для такой обмотки будут равны коэффициентам распределения для $\pi\gamma$-зоны:

для основной гармонической

$$k_{об2} = \frac{2p \sin \frac{\pi}{2}\gamma}{z_2 \sin \frac{\pi p}{z_0}}, \qquad (7\text{-}146)$$

Таблица 7-17

Отношение γ обмотанной поверхности ротора к полной

z_0	z_2					
	20	24	28	32	36	40
27	0,741					
28	0,714					
29	0,690	0,828				
30	0,667	0,800				
31	0,645	0,774				
32	0,625	0,750				
33	0,606	0,727	0,848			
34	0,588	0,706	0,824			
35	0,571	0,686	0,800			
36	0,556	0,667	0,778			
37	0,541	0,649	0,757			
38	0,527	0,632	0,737	0,842		
39	0,513	0,615	0,718	0,821		
40	0,500	0,600	0,700	0,800		
41		0,585	0,683	0,780		
42		0,572	0,667	0,762		
43		0,558	0,651	0,744	0,837	
44		0,546	0,636	0,727	0,818	
45		0,534	0,622	0,711	0,800	
46		0,522	0,609	0,696	0,783	
47		0,511	0,597	0,681	0,766	
48		0,500	0,584	0,667	0,750	0,833
49			0,572	0,653	0,735	0,816
50			0,560	0,640	0,720	0,800

для ν-й гармонической

$$k_{об2\nu} = \frac{2p \sin \frac{\nu\pi}{2} \gamma}{z_2 \sin \frac{\nu\pi p}{z_0}}.$$

Обмоточные коэффициенты для основной гармонической при различных γ представлены в табл. 7-18, обмоточные коэффициенты для некоторых высших гармонических — в табл. 7-19.

Для уничтожения ν-й гармонической в кривой н. с. должно быть выбрано $\gamma = (\nu - k)/\nu$, где $k = 1, 3, 5, 7, \ldots$). Так, например, для уничтожения третьей гармонической γ будет 2/3, пятой 4/5 и т. д.

Так же как и для обмотки статора, гармонические н. с. ротора, порядок которых

$$\nu_{z2} = \frac{z_0}{p} n \pm 1, \ n = 1, 2, 3, \ldots, \qquad (7\text{-}147)$$

будут называться зубцовыми гармоническими, и их обмоточные коэффициенты будут равны обмоточному коэффициенту основной гармонической. При $n = 1$ формула (7-147) дает выражение первой зубцовой гармонической.

Зубцовые гармонические в н. с. будут достаточно резко выражены, что следует из ступенчатого распределения н. с. (см. рис. 7-82). Зубцовые гармонические в машинах с относительно малым зазором могут существенно влиять на дополнительные потери в статоре. Для крупных же машин эти гармонические потока, как правило, не достигают поверхности расточки статора или достигают ее в достаточной мере ослабленными.

Таблица 7-18

Обмоточные коэффициенты основной волны н. с. ротора $k_{об2}$

z_0	z_2					
	20	24	28	32	36	40
27	0,791					
28	0,805					
29	0,817	0,743				
30	0,829	0,758				
31	0,839	0,772				
32	0,848	0,785				
33	0,857	0,797	0,730			
34	0,865	0,808	0,745			
35	0,872	0,819	0,758			
36	0,879	0,828	0,770			
37	0,886	0,837	0,782			
38	0,892	0,845	0,792	0,734		
39	0,898	0,852	0,802	0,746		
40	0,902	0,859	0,811	0,758		
41		0,864	0,820	0,768		
42		0,872	0,828	0,779		
43		0,875	0,835	0,788	0,736	
44		0,884	0,842	0,797	0,747	
45		0,887	0,849	0,805	0,757	
46		0,892	0,855	0,813	0,767	
47		0,896	0,862	0,821	0,776	
48		0,900	0,865	0,828	0,785	0,738
49			0,872	0,834	0,793	0,748
50			0,878	0,840	0,801	0,757

Если рассматривать распределенную обмотку, т. е. обмотку с $q_2 = \infty$, то ступенчатая форма н. с. в зазоре будет заменена на трапецеидальную. Для такой обмотки обмоточные коэффициенты будут

$$k_{об2\infty} = \frac{\sin\frac{\pi}{2}\gamma}{\frac{\pi}{2}\gamma} \qquad (7\text{-}148)$$

и

$$k_{об2\infty\nu} = \frac{\sin\frac{\nu\pi}{2}\gamma}{\frac{\nu\pi}{2}\gamma}. \qquad (7\text{-}149)$$

Н. с. ротора на один полюс для обмотки с одинаковыми по высоте катушками будет (рис. 7-78)

$$F_2 = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{i_2 s_{п2} q_2}{2a_2}\left[k_{об2}\sin\theta + \frac{1}{3}k_{об2,3}\sin 3\theta + \frac{1}{5}k_{об2,5}\sin 5\theta + \cdots\right],$$

Таблица 7-19

Обмоточные коэффициенты н. с. обмотки возбуждения для ν-й гармонической ($k_{об2\nu}$)

$\gamma = \frac{z_2}{z_0}$	$\frac{36}{54}$	$\frac{36}{52}$	$\frac{32}{48}$	$\frac{32}{46}$	$\frac{28}{42}$	$\frac{28}{40}$
$k_{об2\cdot3}$	0	−0,0379	0	−0,0496	0	−0,0479
$k_{об2\cdot5}$	−0,1680	−0,1410	−0,169	−0,1395	−0,1700	−0,1320
$k_{об2\cdot7}$	0,1385	0,1345	0,1226	0,1385	0,1320	0,1350
$k_{об2\cdot9}$	0	−0,0385	0	−0,0442	0	−0,0500
$k_{об2\cdot11}$	−0,072	−0,0517	−0,0823	−0,0472	−0,0845	−0,0427

где $q_2 = z_2/(4p)$ — число катушек на полюс, $k_{об2}$, $k_{об2.3}$, ..., $k_{об2\nu}$ — обмоточные коэффициенты основной и ν-й гармонической обмотки возбуждения, $s_{п2}$ — число витков в одной катушке, a_2 — число параллельных витков в обмотке возбуждения.

На рис. 7-79 показаны зависимости величин гармонических н. с. ротора от отношения γ для $q_2 = \infty$. Из кривых следует, что наименьшее содержание гармонических соответствует γ в диапазоне 0,60—0,75. Обычно γ принимается равным 0,667—0,72, при этом обеспечивается и высокое использование ротора в электромагнитном отношении и достаточно хорошее приближение кривой н. с. к синусоиде.

Иногда с целью лучшего распределения н. с. и индукции в воздушном зазоре с учетом насыщения магнитной цепи пазы обмотки возбуждения располагаются неравномерно или выполняются разной высоты.

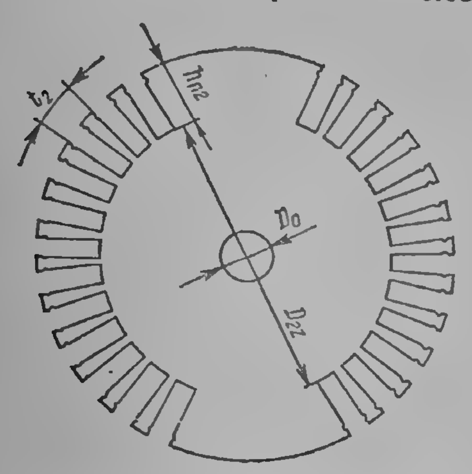


Рис. 7-78. Ротор двухполюсного турбогенератора с равномерно расположенными пазами части окружности γ

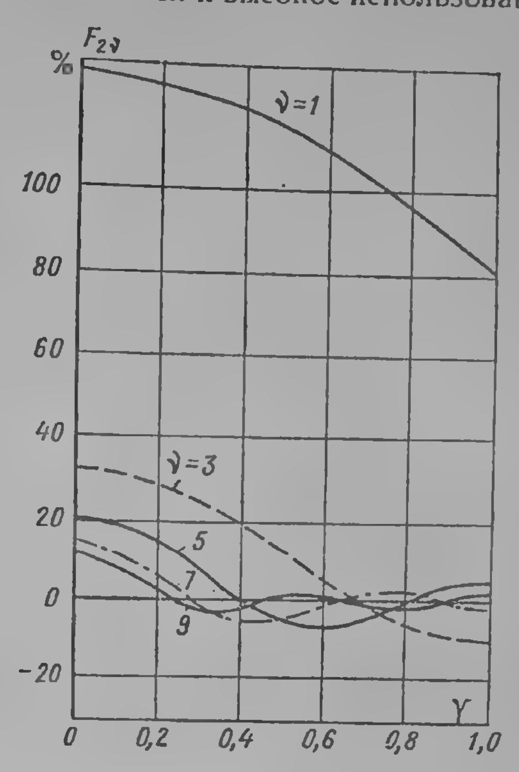


Рис. 7-79. Зависимость гармонических н. с. ротора турбогенератора от отношения обмотанной и необмотанной части ротора γ в процентах основной гармоники

При бесконечно большом числе пазов на роторе глубина их в идеальном случае должна была бы изменяться по окружности синусоидально, причем на поперечной оси пазы должны были бы иметь максимальную глубину, а на продольной оси — равную нулю. Конечно, практически такое выполнение не осуществляется. Однако, чтобы приблизить кривую распределения н. с. к синусоидальной, практикуется укорочение по высоте одной или двух крайних катушек, расположенных непосредственно у большого зубца.

Как показано в [2-10], общее выражение для обмоточного коэффициента можно представить в виде:

$$k_{об2} = \left[k'_{об2} + k''_{об2} \cdot \frac{z''_2}{z'_2} \cdot \frac{s''_{п2}}{s'_{п2}} \cos \frac{\pi p}{2} \left(\gamma' + \frac{1}{2} \gamma'' \right) + \right.$$
$$+ k'''_{об2} \cdot \frac{z'''_2}{z'_1} \cdot \frac{s'''_{п2}}{s'_{п2}} \cos \frac{\pi p}{2} \left(\gamma' + \gamma'' + \frac{1}{2} \gamma''' \right) + \cdots +$$
$$\left. + k^{(n)}_{об2} \cdot \frac{z^{(n)}_2}{z'_2} \cdot \frac{s^{(n)}_{п2}}{s'_{п2}} \cos \frac{\pi p}{2} \left(\gamma' + \gamma'' + \gamma''' + \cdots + \frac{1}{2} \gamma^{(n)} \right) \right] \times$$
$$\times \frac{1}{1 + \frac{z''_2}{z'_2} \cdot \frac{s''_{п2}}{s'_{п2}} + \frac{z'''}{z'_2} \cdot \frac{s'''_{п2}}{s'_{п2}} + \cdots + \frac{z^{(n)}_2}{z'_2} \cdot \frac{s^{(n)}_{п2}}{s'_{п2}}}, \qquad (7\text{-}150)$$

где n — число зон.

Расположение катушек показано на рис. 7-80, где обмотанные пазы разбиты на три зоны, симметрично расположенные относительно продольной и поперечной осей ротора. В четырех зонах *I*, расположенных на поперечной оси число обмотанных пазов будет z'_2, при этом число пазовых делений z'_0, отношение $\gamma' = z'_2/z'_0$, ему соответствует обмоточный коэффициент $k'_{об2}$, число витков в пазу $s'_{п2}$. В четырех зонах *II* будет z''_2 пазов, которые распределены с числом пазовых делений z''_0, соответственно этому будут $\gamma'' = z''_2/z''_0$; $k''_{об2}$; $s''_{п2}$ и т. д.

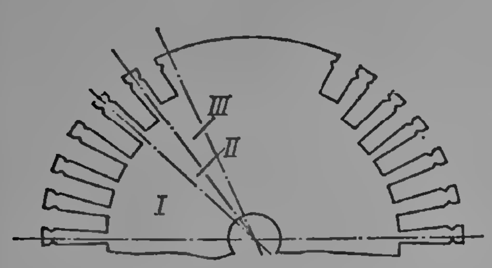


Рис. 7-80. Ротор двухполюсного турбогенератора с укороченными пазами возле большого зубца

Практически очень часто во всех зонах, кроме первой, располагается только одна катушка. При этом $k''_{об2} = k'''_{об2} = \ldots = k^{(n)}_{об2} = 1$, $z'_2 = z''_2 = \ldots = z_2^{(n)} = 4$ и формула (7-150) принимает вид:

$$k_{об2} = \left\{ k'_{об2} + \frac{4}{z'_2}\left[\frac{s''_{п2}}{s'_{п2}} \cos\frac{\pi p}{2}\left(\gamma' + \frac{1}{2}\gamma''\right) + \frac{s'''_{п2}}{s'_{п2}} \cos\frac{\pi p}{2}\left(\gamma' + \gamma'' + \frac{1}{2}\gamma'''\right) + \cdots + \frac{s^{(n)}_{п2}}{s'_{п2}} \cos\frac{\pi p}{2}\left(\gamma' + \gamma'' + \gamma''' + \cdots + \frac{1}{2}\gamma^{(n)}\right)\right]\right\} \times \frac{1}{1 + \frac{4}{z'_2}\left[\frac{s''_{п2}}{s'_{п2}} + \frac{s'''_{п2}}{s'_{п2}} + \cdots + \frac{s^{(n)}_{п2}}{s'_{п2}}\right]}. \qquad (7\text{-}151)$$

Если во всех зонах, кроме первой, располагается только одна катушка и, кроме того, все катушки имеют одинаковое число витков, т. е. $s'_{п2} = s''_{п2} = \cdots = s^{(n)}_{п2} = s_{п2}$, а $z'_0 \neq z''_0 \neq \ldots \neq z_0^{(n)}$, то обмоточный коэффициент будет

$$k_{об\,2} = \left\{ k'_{об\,2} + \frac{4}{z'_2}\left[\cos\frac{\pi p}{2}\left(\gamma' + \frac{1}{2}\gamma''\right) + \cos\frac{\pi p}{2}\left(\gamma' + \gamma'' + \frac{1}{2}\gamma'''\right) + \cdots + \cos\frac{\pi p}{2} \times \left(\gamma' + \gamma'' + \cdots + \frac{1}{2}\gamma^{(n)}\right)\right]\right\} \cdot \frac{1}{1 + \frac{4}{z'_2}[n-1]}. \qquad (7\text{-}152)$$

Очень важен практически случай, когда разбивка всех катушек по окружности производится равномерно, т. е. $z'_0 = z''_0 = \ldots = z_0$; тогда $\gamma'' = \gamma''' = \ldots = \gamma^{(n)} = 4/z_0$.

Наконец, если при этом уменьшенное число витков имеет лишь малая катушка, то получаем

$$k_{об\,2} = \frac{k'_{об\,2} + \frac{4}{z'_2} \cdot \frac{s''_{п2}}{s'_{п2}} \cos\frac{\pi p}{2}\left(\gamma' + \frac{2}{z_0}\right)}{1 + \frac{4}{z'_2} \cdot \frac{s''_{п2}}{s'_{п2}}}. \qquad (7\text{-}153)$$

Например, если ротор имеет 48 пазовых делений $(z'_0 = z''_0 = 48)$, причем $z_2 = 32$ м обмотанные пазы имеют $z'_{п2} = 7$ витков в пазу и, следовательно, $\gamma' = 32 : 48 = 0{,}667$, а 4 ближайших к большому зубу паза $(z''_0 = 4)$ имеют $s''_{п2} = 5$ витков, то согласно (7-153) находим

$$k_{об2} = \frac{0{,}828 + \frac{4}{32} \cdot \frac{5}{7} \cos\left(0{,}667 + \frac{2}{48}\right) \cdot \frac{\pi}{2}}{1 + \frac{4}{32} \cdot \frac{5}{7}} = 0{,}798.$$

Формулами для $k_{об2}$, приведенными выше, можно также воспользоваться для расчета обмоточных коэффициентов гармонических н. с. ротора с заменой $k_{об2}$ на $k_{об2\nu}$ и π на $\nu\pi$.

В случае когда разбивка пазов одинакова $(z'_0 = z''_0 = \ldots = z_0)$ и пазы отличаются только по высоте, разбивку зон удобно производить также по высоте пазов (рис. 7-81); при-

менительно к такой разбивке по зонам выражение для обмоточного коэффициента принимает более простой вид:

$$k_{об\,2} = \frac{k'_{об\,2} q'_2 s'_{п\,2} + k''_{об\,2} q''_2 s''_{п\,2} + \dots + k^{(n)}_{об\,2} q^{(n)}_2 s^{(n)}_{п\,2}}{w_2}. \qquad (7\text{-}154)$$

В рассмотренном выше примере будем иметь для зоны I: $z'_2 = 36$; $z_0 = 48$; $\gamma' = 0{,}750$; $k'_{об2} = 0{,}785$; $s'_{п2} = 5$; $q'_2 = 36 : 4 = 9$; для зоны II: $z'_2 = 32$; $z_0 = 48$; $\gamma'' = 0{,}667$; $k''_{об2} = 0{,}828$; $s''_{п2} = 2$; $q''_2 = 32 : 4 = 8$. При этом по (7-154) получим

$$k_{об\,2} = \frac{0{,}785 \cdot 9 \cdot 5 + 0{,}667 \cdot 8{,}2}{9 \cdot 5 + 8 \cdot 2} = 0{,}798.$$

Как уже отмечалось (см. гл. 3), поле в воздушном зазоре без учета насыщения всегда имеет лучшую форму, чем н. с., из-за затухания высших гармонических потока в зазоре. Однако насыщение магнитной цепи обычно приводит к ухудшению формы поля в воздушном зазоре.

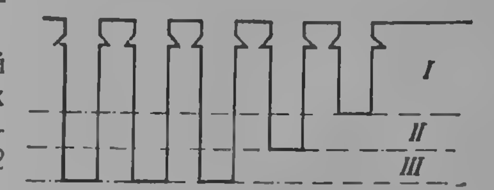


Рис. 7-81. Разбивка обмотки ротора на зоны при определении обмоточного коэффициента $k_{об2}$ по (7-154)

В этом смысле выполнение пазов разной высоты или с неодинаковой разбивкой их по окружности полезно для получения более благоприятной формы поля. На рис. 7-82 показано распределение индукции при холостом ходе в воздушном зазоре для различного выполнения малых катушек. На рис. 7-82, *в* и *г* показана форма поля в воздушном зазоре для турбогенератора, соответствующего рис. 7-82, *а* и *б*, но при укорочении четырех прилегающих к большому зубцу пазов до 0,120 диаметра бочки ротора (*в*) и еще четырех следующих катушек — до $0{,}131D_2$ (*г*). Глубина паза для рис. 7-82, *а*, *б* составляет $0{,}153D_2$. Кривые построены с помощью ЭВМ.

Таблица 7-20

Содержание гармонических в поле ротора в долях основной гармонической (расчет на ЭВМ)

Номер рисунка 7-82	Гармонические, о. е.				
	B_3	B_5	B_7	B_9	B_{11}
а	0,0641	—0,0071	—0,0199	—0,0196	—0,0094
б	0,0563	0,0445	—0,0714	—0,0397	—0,0274
в	0,0533	0,0505	—0,0188	—0,0367	—0,0156
г	0,0534	0,0232	—0,0178	—0,0307	—0,0130

Содержание гармонических в поле для этих случаев представлено в табл. 7-20. Содержание гармонических для ненасыщенной машины (*а*) более благоприятно, чем для насыщенной (*б*). Наибольшее насыщение происходит в малых зубцах ротора, расположенных у большого зубца. В результате индукция в воздушном зазоре под этими зубцами оказывается при насыщении ослабленной. Меньшее содержание гармонических в примерах *в* и *г* по сравнению с *б* связано с меньшим насыщением малых зубцов у большого зубца.

В заключение приведем результаты анализа формы поля изготовленных турбогенераторов, полученные во время испытаний на холостом ходу при номинальном напряжении (табл. 7-21). У этих машин все пазы одинаковой глубины. В таблице представлен также коэффициент искажения, рассчитанный по формуле: $k_и = \sqrt{B_3^2 + B_5^2 + \dots B_{17}^2}$. Характерным является появление в поле третьей гармонической даже при $\gamma = 0{,}667$. Расчеты, выпол-

ченные на ЭВМ для одного из вариантов с $\gamma = 0,667$ с учетом насыщения, дали $B_3 = 0,0459$ [7-21].

Интересно, что один из роторов турбогенератора мощностью 100 *Мвт* в силу технических причин был выполнен с $\gamma = 0,584$ и двумя ложными пазами в большом зубце, закрытыми стальными магнитными клиньями. Осциллограммы для этого случая формы поля ротора ($U_в$), фазного ($U_ф$) и линейного ($U_л$) напряжения представлены на рис. 7-83 и носят достаточно благоприятный характер.

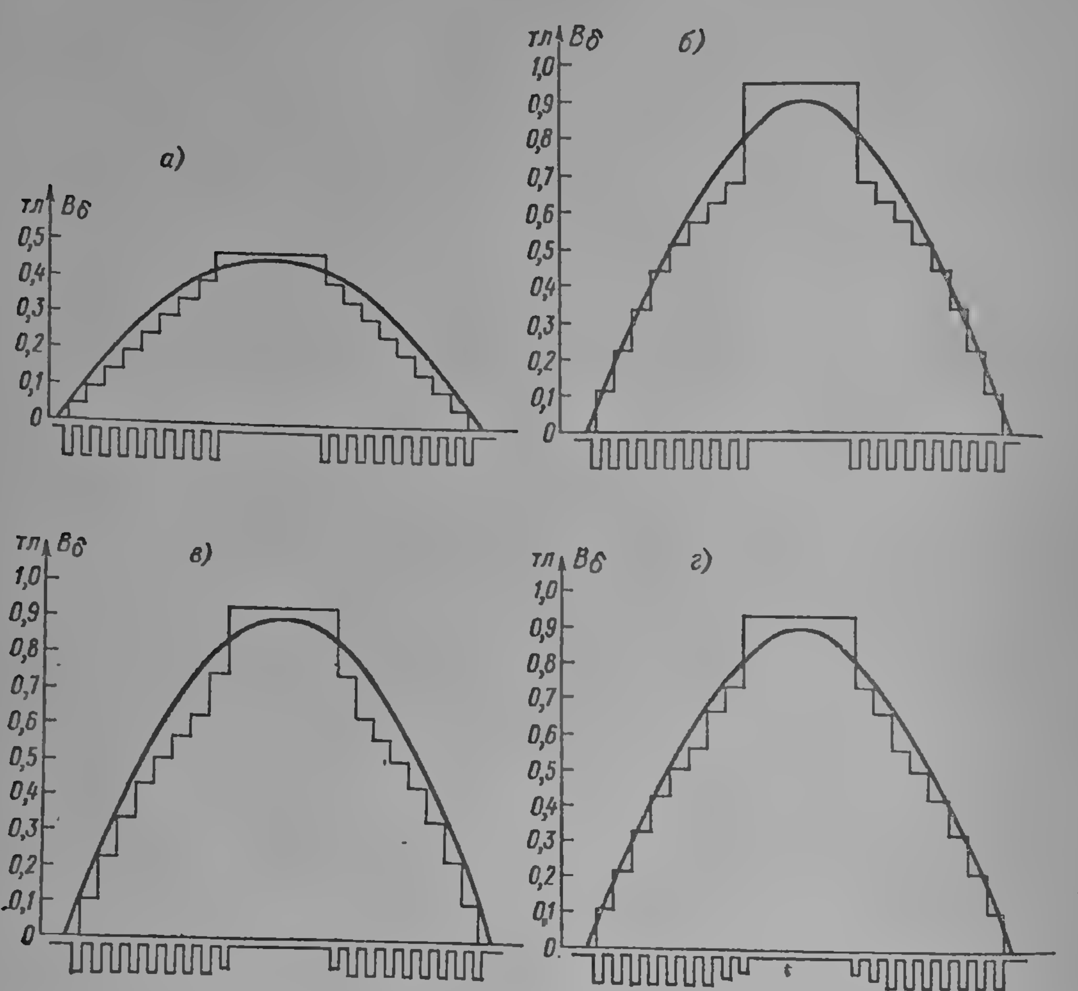


Рис. 7-82. Распределение индукции при холостом ходе в воздушном зазоре турбогенератора ($z_2 = 36$, $z_0 = 48$): *а* — ненасыщенная машина с одинаковой глубиной пазов ротора; *б* — насыщенная машина с одинаковой глубиной пазов ротора; *в* — насыщенная машина с одним укороченным пазом у большого зубца; *г* — насыщенная машина с двумя укороченными пазами у большого зубца

8. **Размеры пазов.** Ширина паза ротора может быть определена по допустимой ширине зубца b_z, как это было показано ранее. Однако, если имеется сортамент меди роторной обмотки, лучше, конечно, проверить возможность

Таблица 7-21

Содержание гармонических в поле ротора в долях основной гармонической (испытания изготовленных машин)

γ	Гармонические, о. е.								$k_н$
	B_3	B_5	B_7	B_9	B_{11}	B_{13}	B_{15}	B_{17}	
0,770	0,0810	0,0280	0,0031	0,0182	0,0118	0,0042	0,0005	0,0020	0,0[illegible]
0,692	0,0661	0,0089	0,0300	0,0214	0,0015	0,0060	0,0063	0,0015	0,07[illegible]
0,667	0,0368	0,0110	0,0296	0,0135	0,0056	0,00612	0,0032	0,0009	[illegible]

применения нормированных проводников. Проводниковая медь для обмотки ротора обычно поставляется по специальным техническим условиям, при необходимости может быть согласован специальный дополнительный профиль. Преимущества нормированного профиля меди при прочих равных условиях очевидны. Приводим сортаменты обмоточной меди, применяемые при косвенном охлаждении обмоток и при непосредственном водяном охлаждении:

Сортамент сплошной меди, применяемой для роторов турбогенераторов

Размеры проводника, *мм*×*мм*	3,2×21,5	3,3×22,5	3,53×19,5	5,0×28,0
Площадь сечения q_{Cu2}, *мм*²	68,0	73,34	67,97	134,60
Размеры проводника, *мм*×*мм*	5,7×21,5	7,0×28,0	7,9×35	7,0×43
Площадь сечения q_{Cu2}, *мм*²	120,57	190,60	271,0	296,0

Сортамент полой меди, применяемой для роторов с водяным охлаждением

Размеры проводника, *мм*×*мм*	10,5×10,5	18,5×21,5	25,5×25,5
Диаметр отверстия, *мм* . .	6,0	12,0	12,0
Площадь сечения меди q_{Cu2}, *мм*²	78,3	284,1	337,5

Более широкая и крупная медь применяется для роторов больших диаметров. Ширина меди при непосредственном водородном охлаждении может применяться примерно равной ширине сплошной меди. Витки обмотки с непосредственным охлаждением, как правило, должны быть выше с целью обеспечения внутри витка достаточного вентиляционного канала. Обычно проводник при непосредственном водородном охлаждении состоит по высоте из двух полувитков, причем общая высота их не менее 10 *мм*.

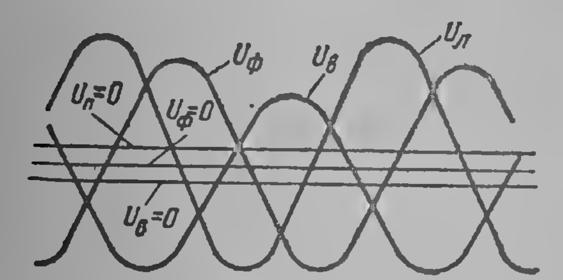


Рис. 7-83. Форма поля ротора в воздушном зазоре и напряжений турбогенератора с $\gamma = 0{,}584$; $\beta_2 = 0{,}153$; $S_0 = 0{,}304$

$U_в$ — форма поля; $U_ф$ — фазное напряжение, $U_л$ — линейное напряжение

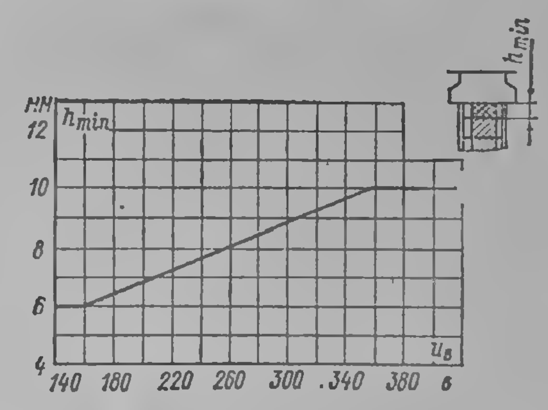


Рис. 7-84. Минимальное расстояние между верхним витком и клином ротора при непосредственном охлаждении

При выборе сечения меди кроме вопросов охлаждения и технологических соображений надо учитывать также желательную величину напряжения на кольцах ротора при номинальной нагрузке и величину тока возбуждения.

Поскольку обмотки возбуждения турбогенераторов имеют номинальные напряжения от нескольких десятков вольт для малых машин до 400—600 *в* для самых больших, толщина изоляции обычно принимается независимо от номинального напряжения. Примерные нормы на изоляцию обмотки возбуждения показаны в табл. 7-22.

Обмотка с непосредственным водородным охлаждением проводников должна иметь достаточный изоляционный промежуток между открытыми частями меди и телом ротора («землей»). Минимальное расстояние, которое должно быть обеспечено между верхним витком обмотки и клином с помощью изоляционной подклиновой прокладки, показано на рис. 7-84 в зависимости от номинального напряжения возбуждения. Высота дюралюминиевого пазового клина для ротора диаметром свыше 800 *мм* может выбираться близкой

Таблица 7-22

Нормы на изоляцию пазовой части обмотки ротора

Наименование	Односторонняя толщина изоляции, *мм*				
	Косвенное охлаждение			Непосредственное охлаждение	
	Материал	Ширина меди		Материал	При любой ширине меди
		До 25 *мм*	Свыше 25 *мм*		
Витковая изоляция (по высоте)	Миканит	0,3	0,3	Стеклотекстолит	0,3—1,0
Гильза	То же	1,0	1,2	То же	1,5—2,0
Прокладка на дне паза	»	0,5	0,5	»	0,5
Прокладка под клин	»	5,0	6,0	»	По рис. 7-84
Зазор на укладку (по ширине)	—	0,2	0,2	—	0,2—0,5

к ширине паза. Принятые размеры проверяются затем при механическом расчете [2-10]. Для прямоугольных пазов расчет обычно ведется на срез, для трапецеидальных, когда ширина паза велика, должен учитываться и изгиб клина. При непосредственном водородном охлаждении должно учитываться также ослабление клина вентиляционными отверстиями.

Клинья выполняются обычно из дюралюминия с целью уменьшения массы содержимого паза и механических напряжений в роторе. Иногда также применяют клинья из титанового сплава или немагнитной стали. Прочностные характеристики этих материалов лучше, чем у дюралюминия, и поэтому они могут быть рекомендованы для роторов с большими диаметрами и большими пазами.

У машин с относительно малым зазором и малым диаметром ротора клин часто выполняют составным из магнитного и немагнитного материала (сталь и бронза) с целью уменьшить потери на статоре от зубцовых гармонических ротора.

9. Концевые клинья ротора. Проблему составляет подбор материала для концевых пазовых клиньев, особенно для роторов без специальной демпферной обмотки [7-15].

При несимметричных режимах, когда появляются несинхронно вращающиеся поля в воздушном зазоре, в роторе наводятся, как известно, вихревые токи. В этом случае роль демпферных контуров играют пазовые клинья, бочка ротора и бандажные кольца. При обратно вращающихся полях основными элементами, воспринимающими токи двойной частоты, являются конструктивные элементы, так что обмотка возбуждения в этом случае оказывается в достаточной мере задемпфированной.

Протекание токов двойной частоты по конструктивным элементам ротора, не предназначенным для этих целей, может быть сопряжено с выделением больших местных потерь и нагревом. Особенно опасными являются внезапные несимметричные короткие замыкания, а также обрывы фаз в линии электропередач.

Как известно [7-14], из практики эксплуатации турбогенераторов были введены критерии по ограничению допустимой величины и длительности протекания тока обратной последовательности фаз при коротких замыканиях. Этот критерий обычно записывается как

$$I_2^2 t \leqslant A, \qquad (7\text{-}155)$$

где I_2 — ток обратной последовательности, о. е.; t — допустимое время, *сек*; A — постоянная величина для данной серии машин.

Например, для турбогенераторов с косвенным водородным охлаждением $A = 30$, для машин с непосредственным охлаждением 8—10 и т. д. Критерий исходит из того положения, что при кратковременных процессах (без тепло-

Таблица 7-23

Параметры материалов, применяемых для роторных клиньев

Материалы	c, $\frac{дж}{см^3 \cdot град}$	λ, $\frac{вт}{см \cdot град}$	γ, $\frac{м}{ом \cdot мм^2}$	$c\gamma$, $\frac{а^2 \cdot сек}{мм^4 \cdot град}$	$H_в$, $кгс/см^2$	$\Theta_{плавл}$, °С
Медь	3,4	3,8	51,5	175	8 000	1083
Дюралюминий	2,4	1,0	17,5	42	7 500	660
Латунь	3,2	1,0	16,1	51,5	10 000	950
Немагнитная сталь	3,9	0,17	1,25	4,9	24 000	1400
Роторная сталь	3,6	0,55	3,92	14,1	18 000	1400

обмена с окружающей средой и другими телами) нагрев тела при протекании по нему тока плотностью j может быть определен формулой:

$$\vartheta = j^2 t/(c\gamma), \qquad (7\text{-}156)$$

где c — удельная теплоемкость материала, $дж/(см^3/град)$; γ — удельная электропроводность, $м/(ом \cdot мм^2)$.

В табл. 7-23 приведены параметры некоторых материалов, применяемых в конструкции роторов при средних температурах. Пользуясь (7-156) и данными табл. 7-23, для меди получим

$$\vartheta = j^2 t : 175, \qquad (7\text{-}157)$$

для дюралюминия

$$\vartheta = j^2 t : 42.$$

Однако испытания, проведенные на роторах турбогенераторов, показали, что в действительности величина нагрева ротора в несимметричных режимах не вполне точно подчиняется уравнениям (7-155) и (7-156). Ограничивающим участком по нагреву является торцевая зона ротора, где в относительно узкой полосе протекают значительные токи. При этом зона с максимальным током в тепловом отношении оказывается не изолированной от остальной части ротора, и поэтому нагрев при бо́льших токах и меньших временах оказывается большим, чем при меньших токах и бо́льших временах при одинаковых в обоих случаях значениях A. Следовательно, роторы оказываются более чувствительными к большим токам обратной последовательности [7-15].

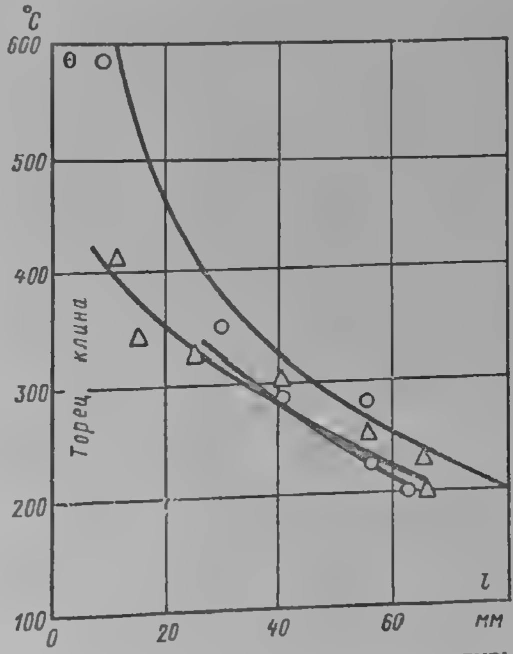


Рис. 7-85. Распределение температуры вдоль концевого пазового клина ротора после аварии на трех образцах

Распределение температуры вдоль концевого дюралюминиевого клина, подвергшегося кратковременному воздействию большого тока обратной последовательности при однофазном коротком замыкании на одном крупном турбогенераторе, показано на рис. 7-85 [7-15]. Под воздействием большого тока на этом клине возникло оплавление и частичное выгорание металла на самом конце клина, обращенном к бандажному кольцу. Наибольшая температура обнаружена непосредственно у торца бочки, а на расстоянии 65—80 *мм* от него температура не превосходила 200° С (температура клина определялась по изменению твердости материала после нагрева). Последующие испытания подтвердили картину распределения температуры вдоль ротора при несимметричных режимах.

Нагрев торцевой зоны ротора может рассматриваться как положение нагрева от потерь, выделившихся в металле зубцов, клиньев ротора и контакта между ними под действием некоторого тока. Очевидно, что под действием одного и того же тока наибольшие потери и наибольшие температуры возникнут в зубцах ротора, если клинья будут выполнены из меди или дюралюминия.

Установившаяся температура контакта, как известно, может быть представлена как

$$\vartheta = R_c^2 I^2/(LT), \tag{7-158}$$

где L — постоянная закона Видемана — Франца, равная $2,4 \cdot 10^{-8}$; T — абсолютная температура, °К; $R_c \approx 0,5 (\rho_1 + \rho_2) \sqrt{H_B/P}$ — контактное сопротивление, *ом*; ρ_1, ρ_2 — удельное сопротивление металлов, образующих контакт, *ом·см*; H_B — твердость по Бринеллю наиболее мягкого металла, *кгс/см²*; P — усилие, *кгс*.

В силу изложенного при проектировании концевых клиньев можно исходить из двух позиций.

Во-первых, можно стремиться к снижению потерь и нагрева в торцевой зоне и контактах за счет применения материалов большей электро- и теплопроводности, в частности меди. По сравнению с дюралюминием и латунью медь обладает еще и тем преимуществом, что температура ее размягчения и плавления гораздо выше. Применение медных концевых клиньев следует считать предпочтительным [7-15]. Ограничение в применении таких клиньев может быть связано только с механической прочностью меди.

В том случае когда по механической прочности медь не может быть применена, можно идти по второму пути, применяя механически прочные материалы с высокой температурой размягчения и плавления, т. е. немагнитную сталь и титан.

Для роторов генераторов с высоким электромагнитным использованием предпочтительным является выполнение концевых короткозамыкающих медных колец, обеспечивающих необходимую термическую стойкость ротора против несимметричных коротких замыканий.

7-10. ОБМОТОЧНЫЕ ДАННЫЕ СТАТОРА

1. Число фаз и параллельных ветвей. Число фаз m у подавляющего числа турбогенераторов принимается равным трем, а число параллельных ветвей a_1 обычно равно одному или двум.

Число фаз, равное шести, может быть принято или для относительно небольших машин с косвенным охлаждением обмотки статора или для очень больших с непосредственным охлаждением обмоток; то же самое относится

Таблица 7-24

Рекомендуемое число параллельных ветвей трехфазной обмотки турбогенератора

Мощность, *мв·а*	Охлаждение	Число параллельных ветвей	
До 50	Косвенное	1	2
	Непосредственное	1	—
От 50 до 150	Косвенное	—	2
	Непосредственное	1	—
От 150 до 250	Косвенное	1	4
	Непосредственное	2	2
от 250 до 1000	Непосредственное	—	2

и к выбору числа параллельных ветвей выше двух. В обоих случаях повышение числа фаз будет способствовать повышению использования материалов и снижению потерь от высших гармонических н. с. статора на поверхности ротора. Однако основная цель применения повышенного числа фаз и числа параллельных ветвей состоит в том, чтобы снизить объем тока в пазу. При косвенном охлаждении добиваются более интенсивного охлаждения, а при непосредственном — снижения электродинамических усилий, действующих на стержень в пазу.

Трехфазные турбогенераторы в обычном исполнении могут иметь число параллельных ветвей в зависимости от мощности и системы охлаждения, указанное в табл. 7-24.

Для турбогенераторов мощностью свыше 1300 *Мв·а* следует, по-видимому, рекомендовать число фаз, равное шести, или при трехфазном исполнении — число параллельных ветвей, равное 3—4.

Таблица 7-25

Относительная мощность турбогенераторов с косвенным охлаждением обмоток

Напряжение, *кв*	Число фаз $m = 3$		Число параллельных ветвей $a = 2$	
	a	P, %	m	P, %
20	2	100	3	100
15	3	113	6	129
10	4	133	9	154

Попытка внедрения трехфазных обмоток с искусственно повышенным числом фаз для турбогенераторов с косвенным охлаждением была предпринята с целью повышения мощности за счет снижения номинального напряжения и увеличения поверхности охлаждения обмотки.

Для конкретного исполнения турбогенератора была получена следующая шкала повышения мощности в заданном габарите (табл. 7-25).

При рассмотрении турбогенератора мощностью 200 *Мвт* [7-20] было получено следующее отношение мощностей в зависимости от напряжения и числа параллельных ветвей:

U, *кв*	18	12	8
P, %	100	130	137
a_1	2	4	4
z_1	54	72	48

Однако переход на увеличенное число фаз или параллельных ветвей приводит к утяжелению шинопроводов на генераторном напряжении и к усложнению повышающих трансформаторов. Поэтому после внедрения непосредственного охлаждения для обмоток статоров турбогенераторы начали изготовляться с повышенным напряжением и нормальным числом фаз ($m = 3$) и параллельных ветвей ($a_1 = 1$ или 2). В последующем, когда единичные мощности машин в достаточной мере возросли, возникла необходимость в снижении объема тока в пазу для уменьшения электродинамических усилий, действующих на стержень, и поэтому вновь возник интерес к искусственным схемам статорных обмоток.

Объем тока в пазу статора для обмоток с косвенным охлаждением обычно составляет $I_п = 2500 \div 6500$ *а*. При токе в пазу более 6500 *а* косвенное охлаждение обмотки оказывается затруднительным, а сам паз слишком крупным. Косвенное охлаждение эффективнее при относительно меньшем объеме тока в пазу. Поэтому при таком охлаждении рекомендуется проверить возможность выполнить обмотку с бóльшим числом параллельных ветвей.

При непосредственном охлаждении обмотки объем тока в пазу может быть значительно большим, $I_п = 4000 \div 20\,000$ *а*.

Эффективность непосредственного охлаждения практически не зависит от объема тока в пазу, однако при меньшем числе параллельных ветвей может быть получена экономия в изоляционных материалах и объеме обмоточных работ. Ограничением максимального объема тока $I_п$ и при непосредственном охлаждении может явиться вибрация стержней под действием электродинамических усилий от рабочего тока в стержнях.

Число пазов статора z_1 у двухслойной обмотки всегда должно быть кратно числу фаз m и числу параллельных ветвей a_1. Относительно реже в турбогенераторах применяется однослойная обмотка, обычно для машин малой мощности и низкого напряжения, а также для турбогенераторов специального назначения (например, ударных турбогенераторов). Для однослойной обмотки число пазов z_1 при том же значении m и a_1 будет в два раза больше, чем для двухслойной. Значения чисел пазов трехфазной обмотки в зависимости от числа параллельных ветвей для двухслойных обмоток турбогенераторов представлены в табл. 7-26.

Если линейная нагрузка уже определена и объем тока в пазу выбран, то пазовый шаг по расточке статора $t_1 = 10I_п/A_1$, *мм*, а число пазов статора

$$z_1 = \pi D_1/t_1. \tag{7-159}$$

Число z_1 по (7-159) округляется затем до ближайшего по табл. 7-26. После этого могут быть уточнены при необходимости линейная нагрузка и диаметр расточки статора. Нечетное число пазов z_1, как правило, применять не рекомендуется.

По условиям высокого использования сечения паза при косвенном охлаждении рекомендуется, чтобы шаг по пазам находился в пределах $t_1 = 40 \div 70$ *мм*, а при непосредственном охлаждении соответственно $t_1 = 45 \div 120$ *мм*.

2. Геометрия зубцового слоя статора. Зубцовый слой статора должен быть рационально распределен между пазами, несущими рабочий ток машины, и зубцами, являющимися частью магнитопровода. Следовательно, здесь должны быть рассмотрены вопросы, аналогичные вопросам при выборе геометрии зубцового слоя ротора.

Выражая напряжения статорной обмотки через число витков, индукцию в зубцах B_z и размеры машины, а ток — через н. с. реакции якоря, геометрию паза и плотность тока, можно получить формулу мощности машины в виде:

$$P = 0{,}111 \cdot 10^{-11} D_1^2 l_{ef} h_м k_м \frac{b_{п1}}{t_1} n \left(1 - \frac{b_{п1}}{t_1}\right) B_{z1} j_1, \; \textit{кв·а}, \tag{7-160}$$

где l_{ef} — эффективная длина сердечника статора, *мм*; $h_м = s_{п1} a_{Cu1} m$ — высота меди в пазу, *мм*; $s_{п1}$ — число стержней в пазу; a_{Cu1} — высота элементарного проводника, *мм*; m — число элементарных проводников в стержне; $k_м = b_м/b_{п1} = b_м/(b_м + 2\delta_i)$ — коэффициент заполнения медью по ширине паза; $b_м$ — ширина меди в пазу, *мм*; $2\delta_i$ — двусторонняя толщина изоляции, *мм*; $b_{п1}$ — ширина паза, *мм*; B_{z1} — индукция в зубцах статора, *тл*; j_1 — плотность тока в пазу, *а/мм*^{2}.

Формула (7-160) может быть получена из (7-1) очевидной заменой:

$$B_\delta = B_{z1} \frac{b_{z1}}{t_1} \cdot \frac{l_{ef}}{l_1} = B_{z1} \left(1 - \frac{b_{п1}}{t_1}\right) \frac{l_{ef}}{l_1}; \quad A_1 = \frac{0{,}1 h_м k_м b_{п1} j_1}{t_1}.$$

Для того чтобы оценить распределение зубцовой зоны между пазами и зубцами, приравняем нулю производную по $b_п$ правой части (7-160), т. е. $dP/db_п = 0$: получим

$$b_{п1} = b_{z1} = \frac{1}{2} t_1 \tag{7-161}$$

— условие оптимального распределения зубцового шага t_1 между $b_{п1}$ и b_{z1}.

Равенство (7-161) на практике может не выполняться, однако открытие паза, т. е. отношение $b_{п1}/t_1$ обычно находится в пределах 0,35—0,45, что обеспечивает высокое использование и хорошие конструктивные и технологические показатели.

Таблица 7-26

Число пазов z_1 и параллельных ветвей a_1 трехфазной обмотки ($2p = 2$)

z_1	24	27	30	33	36	39	42	45	48	51	54	57	60	63	66	69	72	75	78	81	84
Двухслойная обмотка																					
q	4	$4^1/_2$	5	$5^1/_2$	6	$6^1/_2$	7	$7^1/_2$	8	$8^1/_2$	9	$9^1/_2$	10	$10^1/_2$	11	$11^1/_2$	12	$12^1/_2$	13	$13^1/_2$	14
a	1 2 — —	1 — — —	1 2 — —	1 — — —	1 2 — 4	1 — — —	1 2 — —	1 — 3 —	1 2 — 4	1 — — —	1 2 3 —	1 — — —	1 2 — 4	1 — 3 —	1 2 — —	1 — — —	1 2 3 4	1 — — —	1 2 — —	1 — 3 —	1 2 — 4
a_1*	—	—	—	—	—	—	—	2	—	2	—	2	—	2	—	2	—	2	—	2	—
Однослойная обмотка																					
q	4	—	5	—	6	—	7	—	8	—	9	—	10	—	11	—	12	—	13	—	14
q	2	—	$2^1/_2$	—	3	—	$3^1/_2$	—	4	—	$4^1/_2$	—	5	—	$5^1/_2$	—	6	—	$6^1/_2$	—	7
a_1	1 2	— —	1 —	— —	1 2	— —	1 —	— —	1 2	— —	1 —	— —	1 2	— —	1 —	— —	1 2	— —	1 —	— —	1 2

* При выводах обмотки статора на разные стороны машины.

Если открытие паза уже зафиксировано, то следует рассмотреть условия заполнения паза медью. Для этого выражение (7-160) запишем в виде

$$P = ch_{м}k_{м}j_{1} = c\frac{b_{п1}}{t_{1}}\left(1 - \frac{b_{п1}}{t_{1}}\right)\frac{h_{м}b_{м}}{b_{м} + 2\delta_{i}}j_{1}; \quad (7\text{-}162)$$

здесь c — постоянная, определяемая параметрами (7-160).

Для турбогенератора с косвенным охлаждением обмотки статора можно записать условие охлаждения паза в виде:

$$\vartheta_{i} = 9{,}75\cdot 10^{-5}\frac{b_{м}}{\lambda_{i}}\delta_{i}k_{Ф}j_{1}^{2},\ град,$$

где λ_i — удельная теплопроводность изоляции в пазу, *вт/см·град*; $k_Ф$ — коэффициент вытеснения тока (коэффициент Фильда).

Действительно, температурный перепад на изоляции при косвенном охлаждении является основной составляющей превышения температуры обмотки над температурой охлаждающей среды. С некоторым допущением можно считать, что ϑ_i для обмоток с косвенным охлаждением должна сохраняться практически постоянной. При этом

$$j_{1} = \sqrt{\frac{\vartheta_{i}\lambda_{i}}{9{,}75\cdot 10^{-5}b_{м}\delta_{i}k_{Ф}}};$$

подставляя это значение j_1 в (7-162) получим

$$P = ch_{м}\frac{b_{п1}}{t_{1}}\left(1 - \frac{b_{п1}}{t_{1}}\right)\frac{1}{b_{м} + 2\delta_{i}}\sqrt{\frac{\vartheta_{i}b_{м}}{\delta_{i}k_{Ф}}}. \quad (7\text{-}163)$$

Первоначально рассмотрим задачу, в которой $h_м$ и $k_Ф$ являются постоянными. Это соответствует проектированию машин средней мощности, когда высота элементарного проводника a_{Cu1} и высота меди в пазу $h_м$ имеют умеренные значения и поэтому в достаточно широком диапазоне изменений $b_м$ и δ_i можно добиться постоянства $h_м$ и $k_Ф$, регулируя a_{Cu1}.

Если теперь приравнять нулю производную от (7-163) $\frac{dP}{db_{м}}$, то получим условия оптимального заполнения медью по ширине паза:

$$b_{м} = 2\delta_{i}. \quad (7\text{-}164)$$

Таким образом, при постоянной высоте меди в пазу максимальная мощность будет достигнута при равенстве ширины меди и изоляции в пазу. Это важное теоретическое положение, и практически им пользуются при проектировании обмоток с косвенным охлаждением в том смысле, чтобы $b_м \geqslant 2\delta_i$.

Действительно, как показано на рис. 7-86 штрихами, кривые зависимости P от $b_м$ при постоянных δ_i очень пологи, поэтому ширина меди выбирается несколько большей $2\delta_i$ и при этом обеспечивается достаточная жесткость конструкции стержня, экономия дорогостоящей изоляции и снижение потерь. На рис. 7-86 штрихами показана зависимость (7-163), и за единицу принята максимальная мощность, соответствующая условию (7-164) для номинального напряжения, равного 6,3 *кв*. При этом для всех кривых остается постоянной высота меди в пазу $h_м$ и отношение $b_п/t_1$ (например, оптимальное).

Для достаточно мощных машин с косвенным и непосредственным охлаждением может возникнуть проблема, связанная с ограничением высоты меди в пазу $h_м$ и коэффициента Фильда $k_Ф$. Дело в том, что коэффициент Фильда должен удерживаться на определенном уровне по условию нагрева или потерь. Для обмоток с косвенным охлаждением определяющим является нагрев обмотки. Обычно принято, что для таких обмоток $k_Ф$ не должен превосходить 1,25—1,33. Формулу для $k_Ф$ удобно представить в виде:

$$k_{Ф} = 1 + 0{,}107\cdot 10^{-4}(s_{п1}m)^{2}\left(\frac{b_{м}}{b_{м} + 2\delta_{i}}\right)^{2}\left(\frac{f}{50}\right)^{2}a_{Cu1}^{4}$$

или, выражаемое через высоту меди в пазу,

$$k_\Phi = 1 + 0{,}107 \cdot 10^{-4} h_м^2 \left(\frac{b_м}{b_м + 2\delta_i}\right)^2 \left(\frac{f}{50}\right)^2 a_{Cu1}^4. \qquad (7\text{-}165)$$

Решая (7-165) относительно $h_м$, получим

$$h_м = 3{,}07 \cdot 10^2 \cdot \frac{1}{a_{Cu1}} \cdot \frac{f}{50} \left(1 + \frac{2\delta_i}{b_м}\right) \sqrt{k_\Phi - 1}, \text{ мм.} \qquad (7\text{-}166)$$

Как следует из (7-166), при большой высоте $h_м$ и увеличении ширины меди $b_м$ приемлемого значения k_Φ можно добиться только за счет применения элементарных проводников с очень малым a_{Cu1}. По технологическим причинам, связанным с выгибанием элементарных проводников при транспонировании их, а также с ограничением снизу шага транспозиции, имеется

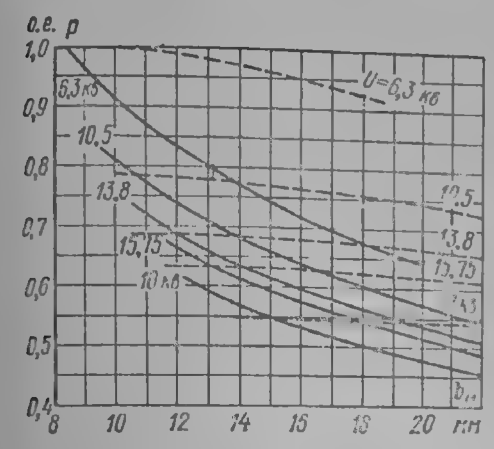


Рис. 7-86. Зависимость относительной мощности от ширины меди в пазу $b_м$ и номинального напряжения при косвенном охлаждении обмотки статора

– – – постоянная высота меди в пазу $h_м$,
——— постоянная высота элементарного проводника a_{Cu1}

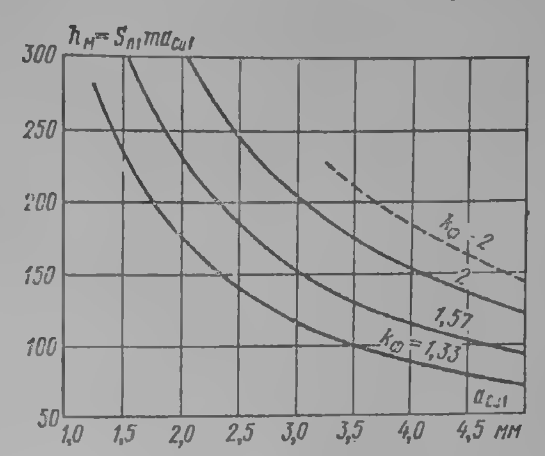


Рис. 7-87. Максимальная высота меди в пазу $h_м$ при оптимальном заполнении паза по ширине ($b_м = 2\delta_i$) в зависимости от высоты сплошного элементарного проводника a_{Cu1}

– – – $h_м$ полого проводника с $\left(1 - \frac{a_к^2}{a_{Cu1}^2} S_к\right) \times (1 - S_к) = 0{,}70$, см. (7-216)

практическое минимальное значение a_{Cu1}. Обычно принято считать, что при a_{Cu1}, меньшем 1,25—1,45 *мм*, выполнение стержней обмотки может быть затруднено. Для полых проводников минимальным значением a_{Cu1} можно считать 3—3,5 *мм*.

Таким образом, если уже достигнута минимальная величина a_{Cu1}, то для поддержания заданным коэффициента Фильда необходимо, согласно (7-166), уменьшать высоту меди в пазу. Если, например, $k_\Phi = 1{,}33$, частота сети $f = 50$ *гц*, то

$$h_м = \frac{176}{a_{Cu1}} \left(1 + \frac{2\delta_i}{b_м}\right), \text{ мм.} \qquad (7\text{-}167)$$

При оптимальном заполнении паза по ширине $1 + \frac{2\delta_i}{b_м} = 2$ и (7-167) запишется так: $h_м = 352/a_{Cu1}$.

На рис. 7-87 показаны предельные значения высот меди в пазу $h_м$ при оптимальном заполнении паза по ширине ($b_м = 2\delta_i$) для коэффициентов Фильда, равных 1,33; 1,57 и 2.

Подставим (7-167) в (7-163), тогда

$$P = c\left(1 - \frac{b_{п1}}{t_1}\right) \frac{b_{п1}}{t_1} \frac{1}{a_{Cu1} \sqrt{b_м \delta_i}} \sqrt{\left(1 - \frac{1}{k_\Phi}\right) \vartheta_i}, \qquad (7\text{-}168)$$

где c — некоторая постоянная.

Уравнение (7-168) показывает, что при оговоренных условиях мощность не имеет оптимальных значений относительно рассматриваемых параметров $b_м$, δ_i, a_{Cu1}, $k_ф$ и ϑ_i.

На рис. 7-86 сплошными линиями нанесены зависимости (7-168) для постоянных значений $k_ф$, причем он сохраняется таким же, как и для штриховых кривых. Вследствие того что высота меди в пазу уменьшается, мощность по (7-168) резко падает с увеличением ширины меди в пазу.

Рассмотренные случаи использования турбогенератора с косвенным охлаждением при постоянстве высоты меди в пазу и постоянстве высоты элементарного проводника являются крайними по своим решениям. Практические решения обычно находятся где-то в промежутке между указанными, тяготея к тому или иному предельному варианту.

Поскольку в (7-163) и (7-168) входят параметры зубцового слоя статора, но в явной форме нет числа пазов, поясним на примере возможную оценку использования заданного объема расточки статора (рис. 7-86).

Пусть рассматривается турбогенератор с косвенным охлаждением и номинальным напряжением 18 *кв*, причем найдено, что $z_1 = 54$, $a_1 = 2$ (см. п. 1 настоящего параграфа); $t_1 = 70$ *мм*; $b_{п1} = 31$ *мм*; $b_м = 16$ *мм*; следовательно,

$$b_{п1}/t_1 = 31 : 70 = 0{,}443 \text{ и } b_м/b_{п1} = 16 : 31 = 0{,}516,$$

что следует считать удовлетворительным. Если исходить из постоянства высоты меди элементарного проводника a_{Cu1} в пазу статора (сплошные кривые рис. 7-86), то очевидно, что мощность турбогенератора может быть существенно повышена за счет снижения номинального напряжения. Рассмотрим возможность применения напряжения, равного 12 *кв*.

Если сохранить число параллельных ветвей $a_1 = 2$, то число пазов в новом варианте должно быть (обмоточные коэффициенты принимаем постоянными) $z_1 = 54 \cdot 12 : 18 = 36$, а шаг по пазам $t_1 = 70 \cdot 54 : 36 = 105$ *мм*.

Для обеспечения электромагнитного использования по потоку необходимо сохранить отношение $b_{п1}/t_1$, отсюда $b_{п1} = 0{,}443 \cdot 105 = 46{,}5$ *мм*, что дает толщину меди в пазу $b_м = 46{,}5 - 11 = 35{,}5$ *мм*. Совершенно очевидно, что такой паз не может дать каких-либо преимуществ по использованию машины, несмотря на пониженное напряжение, а наоборот, может привести к снижению мощности. В то же время, несомненно, встретятся большие технологические и конструктивные трудности при выполнении столь широких стержней.

Поэтому может быть рассмотрено выполнение обмотки с $a_1 = 4$, тогда число пазов статора будет $z_1 = 54 \dfrac{12 \cdot 4}{18 \cdot 2} = 72$.

Как следует из табл. 7-28, такое число пазов позволяет выполнить обмотку с $a_1 = 4$ с высокими техническими показателями.

Далее будем иметь: $t_1 = 52{,}5$ *мм*; $b_{п1} = 23{,}25$ *мм*; $b_м = 23{,}25 - 11 = 12{,}25$ *мм*; $b_м/b_{п1} = 12{,}25 : 23{,}25 = 0{,}522$; что следует считать вполне удовлетворительным в первом приближении.

Для напряжения 18 *кв* и $b_м = 16$ по сплошным кривым рис. 7-86 имеем: $P = 0{,}535$ о. е. Для напряжения 12 *кв* и $b_м = 12{,}25$ *мм* имеем $P = 0{,}7$ о. е.

Таким образом, при переходе с напряжения 18 *кв* на 12 *кв* и увеличении числа параллельных ветвей с 2 до 4 следует ожидать увеличения мощности в $0{,}71 : 0{,}535 = 1{,}33$ раза. Следует отметить, что оценка по штриховым кривым (постоянная высота меди в пазу) дает увеличение мощности в $0{,}75 : 0{,}55 = 1{,}37$ раза. Оба числа дают достаточное приближение к приведенному в начале настоящего параграфа увеличению мощности для конкретного примера.

Естественно, что полученная оценка еще не дает точного ответа на вопрос о возможном увеличении мощности, однако она указывает на то, что при снижении напряжения с 18 до 12 *кв* и увеличении числа параллельных ветвей с 2 до 4 следует ожидать достаточно большого увеличения мощности машины. Дальнейшее сопоставление вариантов уже дает конкретное отношение мощностей при принятых условиях проектирования.

Интересно то, что при попытке снизить напряжение в рассматриваемом примере до 8 *кв* при $z_1 = 48$ и $a_1 = 4$ увеличения мощности следует ожидать только при условии, близком к условию постоянной высоты меди в пазу, т. е. при условии, что для варианта с напряжением 8 *кв* может быть применена медь с меньшим a_{Cu1}, чем для принятого варианта, или что при напряжении 8 *кв* может быть допущен большой коэффициент Фильда, чем это было принято в исходном варианте.

Для обмоток с непосредственным охлаждением не имеется заполнения паза медью, оптимального в отношении мощности.

3. Отношение основных и добавочных потерь в пазовой части обмотки. Добавочные потери в меди обмотки статора определяются обычно через коэффициент вытеснения (коэффициент Фильда), который представляет собой

отношение суммарных потерь в меди к основным, т. е. омическим потерям [3-1].

Если в пазу расположены $S_{п1}$ стержней с числом m элементарных проводников в каждом, то средний коэффициент вытеснения тока для паза, как известно (см. гл. 4), будет [3-1]

$$k_{ф}=\varphi(\xi)+\frac{(s_{п1}m)^2-1}{3}\psi(\xi). \qquad (7\text{-}169)$$

Тогда полные потери в пазу на единицу длины можно представить как

$$Q_{Cu1}=\frac{I^2 s_{п1}}{a_{Cu1}b_{м}m\gamma}\left[\varphi(\xi)+\frac{(s_{п1}m)^2-1}{3}\psi(\xi)\right], \qquad (7\text{-}170)$$

где

$$\varphi(\xi)=\xi\frac{\operatorname{sh}2\xi+\sin 2\xi}{\operatorname{ch}2\xi-\cos 2\xi}, \quad \psi(\xi)=2\xi\frac{\operatorname{sh}\xi-\sin\xi}{\operatorname{ch}\xi+\cos\xi},$$

$$\xi=a_{Cu1}\sqrt{\frac{\omega\mu\gamma}{2}\cdot\frac{b_{м}}{b_{п1}}} \qquad (7\text{-}170а)$$

— приведенная высота элементарного проводника, $\omega=2\pi f$ — круговая частота, $\mu=0{,}4\pi\cdot 10^{-8}$ — магнитная проницаемость, *гн/см*; $\gamma=50{,}5\times\times 10^4$ 1/(*ом см*) — удельная проводимость меди при температуре около 50° С.

Подставляя μ, ω и γ в выражение для приведенной высоты медного проводника, получим

$$\xi\approx 0{,}1a_{Cu1}\sqrt{\frac{f}{50}\cdot\frac{b_{м}}{b_{п1}}}, \qquad (7\text{-}171)$$

где a_{Cu1} в *мм*, и

$$\xi\approx a_{Cu1}\sqrt{\frac{f}{50}\cdot\frac{b_{м}}{b_{п1}}}, \qquad (7\text{-}172)$$

если a_{Cu1} в *см*.

Функции $\varphi(\xi)$ и $\psi(\xi)$ представлены на рис. 4-27.

Поскольку приведенная высота ξ с целью снижения добавочных потерь всегда принимается меньшей 1, то

$$\varphi(\xi)\approx 1+\frac{4}{45}\xi^4 \qquad (7\text{-}173)$$

и

$$\psi(\xi)\approx\frac{1}{3}\xi^4. \qquad (7\text{-}174)$$

После подстановки (7-173) и (7-174) в (7-170) получим

$$Q_{Cu1}=\frac{I^2 s_{п1}}{a_{Cu1}b_{м}m\gamma}\left[1+\frac{(s_{п1}m)^2-0.2}{9}\xi^4\right] \qquad (7\text{-}175)$$

или

$$Q_{Cu1}=\frac{I^2 s_{п1}}{a_{Cu1}b_{м}m\gamma}\left[1+\frac{(s_{п1}m)^2}{9}\xi^4\right], \qquad (7\text{-}176)$$

поскольку для турбогенераторов всегда $(s_{п1}m)^2\gg 0{,}2$. Для $k_{ф}$ соответственно получим

$$k_{ф}=1+\frac{(s_{п1}m)^2-0.2}{9}\xi^4=1+0{,}107\,(s_{п1}m)^2\left(\frac{b_{м}}{b_{п1}}\right)^2\left(\frac{f}{50}\right)^2 a_{Cu1}^4, \qquad (7\text{-}177)$$

где a_{Cu1} в *см*.

При проектировании, естественно, возникает вопрос о минимальных потерях в пазовой части статорных обмоток. Углубление паза всегда будет вызывать уменьшение основных потерь (I^2r), но при этом добавочные потери могут возрастать, поэтому снижение плотности тока в пазу не всегда может оказаться выгодным с точки зрения уменьшения суммарных потерь.

Здесь возможны два подхода. В первом случае будем исходить из постоянства числа проводников в пазу $s_{п1}m$, а глубину паза будем изменять за счет высоты элементарного проводника a_{Cu1}. Беря производную от (7-175) по a_{Cu1} и приравнивая ее нулю, получим критическое значение приведенной высоты элементарного проводника

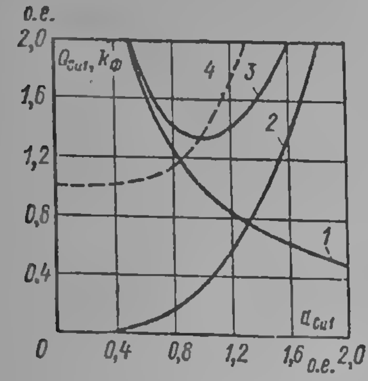


Рис. 7-88. Зависимость потерь в пазу от высоты элементарного проводника a_{Cu1} при постоянном числе их в пазу, равном $s_{п1}m = \frac{1}{\sqrt{3}}$ по рис. 7-89

1 — основные потери, 2 — добавочные, 3 — суммарные, 4 — коэффициент Фильда

$$\xi = \sqrt[4]{\frac{3}{(s_{п1}m)^2 - 0,2}} \approx \frac{1,32}{\sqrt{s_{п1}m}}. \qquad (7\text{-}178)$$

Пользуясь (7-172), будем иметь критическую высоту элементарного проводника

$$a_{Cu1} = \frac{1,32}{\sqrt{s_{п1}m}} \sqrt{\frac{50}{} \cdot \frac{b_{п1}}{b_м}}. \qquad (7\text{-}179)$$

Подставляя ξ из (7-178) в формулу для $k_Ф$ (7-177), получим

$$k_Ф = 1 + \frac{1}{3} = 1,333 \qquad (7\text{-}180)$$

— критическое значение коэффициента Фильда, обеспечивающее минимальные суммарные потери при постоянном значении $s_{п1}m$.

Таким образом, если $s_{п1}m$ выбрано и a_{Cu1} определено по (7-179), то критическое значение $k_Ф$ будет 1,333 и при любом другом значении a_{Cu1} и $k_Ф$ суммарные потери будут выше, чем при $k_Ф = 1,333$.

На рис. 7-88 показана зависимость потерь (основных, добавочных и суммарных) и коэффициента Фильда по (7-177) при условии постоянства $s_{п1}m$. Кривые построены в относительных единицах, причем за единицу потерь взяты основные потери при $k_Ф = 1,333$; при этом же условии $a_{Cu1} = 1$. Кривая суммарных потерь имеет достаточно ярко выраженный минимум.

Во втором случае будем считать постоянной высоту элементарного проводника a_{Cu1}, а глубину паза будем изменять за счет числа элементарных проводников в пазу $s_{п1}m$.

Беря первую производную от (7-175) по $s_{п1}m$ и приравнивая ее нулю, получим

$$\frac{\varphi(\xi)}{m^2} + \frac{2(s_{п1}m)^2\psi(\xi) - [(s_{п1}m)^2 - 1]\psi(\xi)}{3(s_{п1}m)^2} = 0.$$

Решая это уравнение относительно $\psi(\xi)$, находим

$$\psi(\xi) = \frac{3\varphi(\xi)}{1 + (s_{п1}m)^2}. \qquad (7\text{-}181)$$

Подставляя (7-181) в (7-177), будем иметь

$$k_Ф = \left[\frac{(s_{п1}m)^2 - 1}{(s_{п1}m)^2 + 1} + 1\right]\varphi(\xi). \qquad (7\text{-}182)$$

Учитывая, что практически $(s_{п1}m)^2 \gg 1$ и $\xi \ll 1$, окончательно получим

$$k_Ф \approx 2 \qquad (7\text{-}183)$$

— критическое значение коэффициента Фильда. Подставляя $k_Ф = 2$ в (7-177), решаем его относительно ξ:

$$\xi = \sqrt[4]{\frac{9}{(s_{п1}m)^2 - 0,2}} \approx \frac{1,73}{\sqrt{s_{п1}m}} \qquad (7\text{-}184)$$

— критическое значение приведенной высоты проводника в пазу, обеспечивающее минимальные суммарные потери в пазу при постоянном a_{Cu1} или решаем (7-177) относительно $s_{п1}m$:

$$s_{п1}m = \frac{3}{\xi^2} \approx \frac{3}{a_{Cu1}^2 \left(\frac{f}{50}\right) \frac{b_м}{b_{п1}}}. \qquad (7\text{-}185)$$

Таким образом, если a_{Cu1} выбрано и $s_{п1}m$ определено по (7-185), то критическое значение $k_Ф$ будет 2,0 и при любом другом значении $s_{п1}m$ и $k_Ф$ суммарные потери в пазу будут выше, чем при $k_Ф = 2,0$.

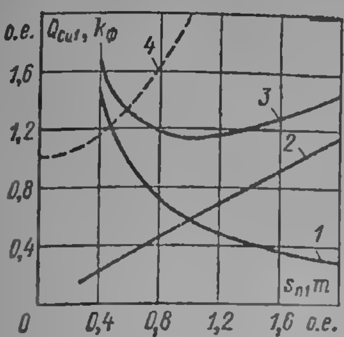


Рис. 7-89. Зависимость потерь в пазу от числа элементарных проводников в нем $s_{п1}m$ при постоянной высоте элементарного проводника, равной $a_{Cu1} = 1$ по рис. 7-88

1 — основные потери, *2* — добавочные, *3* — суммарные, *4* — коэффициент Фильда

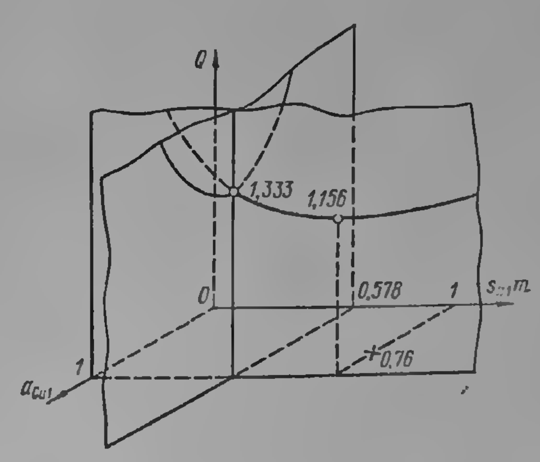


Рис. 7-90. Зависимость потерь в пазу от a_{Cu1} и $s_{п1}m$

На рис. 7-89 показана зависимость потерь основных, добавочных и суммарных и коэффициента Фильда по (7-177) при условии постоянства a_{Cu1}. Кривые построены в относительных единицах, причем за единицу потерь, как и на рис. 7-88, взяты основные потери при $k_Ф = 1,333$; при этом условии $a_{Cu1} = 1$ и $s_{п1}\ m = 1 : \sqrt{3}$. Для рис. 7-88 число проводников $s_{п1}\ m$ также принято равным $1 : \sqrt{3}$, т. е. для обоих рисунков приняты одни и те же относительные единицы. Кривая суммарных потерь пологая. Из рис. 7-88 и 7-89 следует, что $k_Ф = 2$ при постоянном a_{Cu1} обеспечивает меньшие потери по сравнению с $k_Ф = 1,333$ при постоянном $s_{п1}\ m$ в 1,156 раза.

На рис. 7-90 показаны оба условия получения минимальных потерь в пазу. При $s_{п1}\ m = 1 : \sqrt{3}$ и $a_{Cu1} = 1$ обеспечены минимальные потери 1,333 о. е.; если затем, сохраняя $a_{Cu1} = 1$, принять $s_{п1}\ m = 1$, то потери снизятся до 1,156. Теоретически этот процесс можно продолжить, т. е., сохраняя $s_{п1}\ m = 1$, следует выбрать $a_{Cu1} = 1 : \sqrt[4]{3}$ (на рис. 7-90), тогда минимальные потери составят $1,333 \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{3}} = 1,015$ (эта точка на рис. 7-90 не показана); далее при $a_{Cu1} = 1 : \sqrt[4]{3}$ повысим $s_{п1}\ m$ до $\sqrt{3}$ и получим $Q_{Cu1} = \frac{2}{\sqrt{3}\sqrt[4]{3}}$ и т. д.

Следовательно, совместного решения не существует, и для обеспечения минимальных потерь следует иметь минимальную высоту элементарного проводника a_{Cu1} при достаточно большом числе их в пазу $s_{п1}\ m$. Это следует непосредственно из (7-176), поскольку основные потери одинаково зависят от a_{Cu1} и от m, а добавочные потери зависят от a_{Cu1} в четвертой степени и от $s_{п1}\ m$ во второй.

По технологическим и конструктивным соображениям всегда могут быть названы предельные значения минимальной высоты a_{Cu1}. Отметим, что условие $k_Ф = 2$ обеспечивает также минимальную высоту меди в пазу $h_м = s_{п1}ma_{Cu1}$ при заданных потерях и a_{Cu1}. Согласно (7-185)

$$h_м = \frac{3}{a_{Cu1}\left(\frac{f}{50}\right)\frac{b_м}{b_{п1}}}, \text{ см}. \qquad (7\text{-}186)$$

Для оценки влияния того или иного значения коэффициента вытеснения на проектирование обмотки рассмотрим также распределение дополнительных

потерь между стержнями по высоте паза. Если в пазу расположено $s_{п1}$ стержней, то потери в нижнем стержне при $s_{п1}=1$ будут, согласно (7-176),

$$Q_{Cu1н} = \frac{I^2}{a_{Cu\,1} b_м m\gamma}\left(1+\frac{1}{9}m^2\xi^4\right). \qquad (7\text{-}187)$$

Коэффициент Фильда для нижнего стержня $k_{Ф.\,н} = 1+\frac{1}{9}m^2\xi^4$. Выразим его через средний коэффициент для всего паза $k_Ф$. С помощью (7-177) найдем, что

$$\frac{1}{9}m^2\xi^4 = (k_Ф - 1)\frac{1}{s_{п1}^2},$$

и выразим $k_{Ф.\,н}$ через средний коэффициент в пазу $k_Ф$:

$$k_{Ф.\,н} = 1+(k_Ф-1)\frac{1}{s_{п1}^2}. \qquad (7\text{-}188)$$

Если рассматривать коэффициент вытеснения в n нижних стержнях (рис. 7-90), то аналогично потери в них

$$Q_{Cu\,1n} = \frac{I^2 n}{a_{Cu\,1} b_м m\gamma}\left[1+\frac{1}{9}(nm)^2\xi^4\right], \qquad (7\text{-}189)$$

а средний коэффициент Фильда для n нижних стержней

$$k_{Ф.\,нn} = 1+\frac{1}{9}(nm)^2\xi^4. \qquad (7\text{-}190)$$

Действуя как и ранее, получим

$$k_{Ф.\,нn} = 1+(k_Ф-1)\frac{n^2}{s_{п1}^2}. \qquad (7\text{-}191)$$

Средний коэффициент $k_{Ф.\,н.\,n-1}$ для $n-1$ нижних стержней

$$k_{Ф.\,н.\,n-1} = 1+(k_Ф-1)\frac{(n-1)^2}{s_{п1}^2}. \qquad (7\text{-}192)$$

Для определения коэффициента вытеснения $k_{Фn}$ в n-м стержне составим уравнение равенства дополнительных потерь в n нижних стержнях:

$$\frac{I^2 n(k_Ф-1)}{a_{Cu\,1} b_м m\gamma}\cdot\frac{n^2}{s_{п1}^2} = \frac{I^2(k_{Фn}-1)}{a_{Cu\,1} b_м m\gamma} + \frac{I^2(n-1)}{a_{Cu\,1} b_м m\gamma}\cdot\frac{(n-1)^2}{s_{п1}^2}.$$

Решая это уравнение относительно двучлена $k_{Фn}-1$, получим выражение для $k_{Фn}$ в n-м стержне в зависимости от среднего коэффициента вытеснения для всего паза:

$$k_{Ф.\,n} = 1+(k_Ф-1)\frac{n^2+(n-1)(2n-1)}{s_{п1}^2}. \qquad (7\text{-}193)$$

Для первого нижнего стержня ($n=1$) получим формулу (7-188), для самого верхнего стержня ($n=s_{п1}$) будем иметь:

$$k_{Фs} = 1+(k_Ф-1)\frac{s_{п1}^2+(s_{п1}-1)(2s_{п1}-1)}{s_{п1}^2}. \qquad (7\text{-}194)$$

В табл. 7-27 показана зависимость коэффициента $k_{Фn}$ для каждого стержня в пазу в зависимости от среднего коэффициента для всего паза. Видно, что основная доля дополнительных потерь выделяется в верхних стержнях паза. Для мощных турбогенераторов обычно используется двухслойная обмотка ($s_{п1}=2$); для нижнего стержня, согласно табл. 7-29, будем иметь

$$k_{Ф1} = 1+\frac{1}{4}(k_Ф-1), \qquad (7\text{-}195)$$

Таблица 7-27

Коэффициент $k_{Фn}$ для каждого стержня в пазу в зависимости от среднего коэффициента $k_Ф$ всего паза

Номер стержня от дна паза	$(k_Ф - 1)[n^2 + (n-1)(2n-1)]/s_{п1}^2$ при $s_{п1}$, равном				
	2	4	6	8	10
1	1/4	1/16	1/36	1/64	1/100
2	7/4	7/16	7/36	7/64	7/100
3	—	19/16	19/36	19/64	19/100
4		37/16	37/36	37/64	37/100
5			61/36	61/64	61/100
6			91/36	91/64	91/100
7				127/64	127/100
8				169/64	169/100
9					217/100
10					271/100

для верхнего стержня

$$k_{Ф2} = 1 + \frac{1}{4}(k_Ф - 1). \qquad (7\text{-}196)$$

Следовательно, в верхнем стержне выделится в 7 раз больше дополнительных потерь, чем в нижнем. При $s_{п1} = 4$ отношение дополнительных потерь в верхнем и нижнем стержнях составит 37 и т. д. При оптимальном выполнении всего паза верхние стержни могут оказаться выполненными не лучшим образом. Например, если $k_Ф = 2$ и обмотка имеет $s_{п1} = 2$, то коэффициент вытеснения для верхнего стержня составит, согласно (7-194), $k_{Ф2} = 2,75$, что значительно больше критического для самого стержня.

Поэтому может быть поставлена задача определить средний коэффициент для паза при заданном $k_{Фn}$ для n-го стержня. Согласно (7-193), будем иметь

$$k_Ф = 1 + (k_{Фn} - 1)\frac{s_{п1}^2}{n^2 + (n-1)(2n-1)}. \qquad (7\text{-}197)$$

Например, если для двухслойной обмотки потребовать, чтобы в верхнем стержне был равен критическому $k_{Ф2} = 2$, то по (7-197) получим

$$k_Ф = 1 + \frac{4}{7} = 1,572. \qquad (7\text{-}198)$$

Такое же требование, но при $s_{п1} = 4$, привело бы к

$$k_Ф = 1 + \frac{16}{37} = 1,433. \qquad (7\text{-}199)$$

При косвенном охлаждении обмоток обычно принято иметь для всего паза $k_Ф \approx 1,20 \div 1,333$, для того чтобы не вызывать повышенного выделения потерь и повышенного нагрева в верхнем стержне, а также в верхних проводниках этого стержня. При непосредственном водяном охлаждении обычно принято иметь для всего паза $k_Ф \approx 1,572 \div 2,00$, что соответствует критическому значению для верхнего стержня или всего паза.

Ранее рассматривался случай, когда все стержни в пазу имели одинаковое число одинаковых элементарных проводников. При таком исполнении, как показано выше, имеет место неравномерное распределение потерь между стержнями в пазу. С целью выравнивания потерь в стержнях при двухслойных обмотках иногда применяют стержни различные как по сечению, так и по размерам элементарных проводников.

Рассмотрим условия выравнивания потерь между верхним и нижнем стержнем двухслойной обмотки. Равенство суммарных потерь в верхнем и нижнем стержнях запишется как

$$\frac{I^2}{a_{Cu\,в} b_м m_в \gamma}\left[1+\frac{7}{4}(k_{Ф.\,в}-1)\right]=\frac{I^2}{a_{Cu\,н} b_м m_н \gamma}\left[1+\frac{1}{4}(k_{Ф.\,н}-1)\right], \qquad (7\text{-}200)$$

где $m_в$ и $m_н$ — число проводников по высоте в верхнем и нижнем стержнях; $a_{Cu\,в}$ и $a_{Cu\,н}$ — высота элементарного проводника в верхнем и нижнем стержнях; $k_{Ф.\,в}=1+\frac{4m_в^2-0{,}2}{9}\xi_в^4$ — коэффициент вытеснения для паза, в котором оба стержня выполнены как верхний в реальном пазу $(s_{п.\,в}m_в=2m_в)$; $k_{Ф.\,н}=1+\frac{4m_н^2-0{,}2}{9}\xi_н^4$ — коэффициент вытеснения для паза, в котором оба стержня выполнены как нижний в реальном пазу $(s_{п.\,н}m_н=2m_н)$; $\xi_в$ и $\xi_н$ — приведенные высоты проводников в верхнем и нижнем стержнях, или как

$$\frac{1}{a_{Cu\,в}m_в}\left(1+\frac{7}{4}\cdot\frac{4m_в^2-0{,}2}{9}\xi_в^4\right)=\frac{1}{a_{Cu\,н}m_н}\left(1+\frac{1}{4}\,\frac{4m_н^2-0{,}2}{9}\xi_н^4\right). \qquad (7\text{-}201)$$

Поскольку в уравнении (7-201) имеются четыре неизвестных ($m_в$, $m_н$, $a_{Cu\,в}$ и $a_{Cu\,н}$), то необходимо оговорить дополнительные условия для соблюдения равенства (7-201). Потребуем, например, чтобы кроме суммарных потерь были равны и основные потери, тогда получим: $m_в a_{Cu\,в}=m_н a_{Cu\,н}$ и $m_в\xi_в=m_н\xi_н$. С учетом этих дополнительных условий вместо (7-201) будем иметь

$$a_{Cu\,в}\approx a_{Cu\,н}:\sqrt{7}=a_{Cu\,н}:2{,}64. \qquad (7\text{-}202)$$

Такая большая разница по высоте между элементарными проводниками в стержнях по техническим соображениям не всегда удобна.

Более общий случаи будет, если потребовать, чтобы при соблюдении (7-201) основные потери в стержнях относились как

$$\frac{m_в a_{Cu\,в}}{m_н a_{Cu\,н}}=\beta_Q, \qquad (7\text{-}203)$$

где параметр $\beta_Q\geqslant 1$ показывает, во сколько раз основные потери в верхнем стержне меньше, чем в нижнем.

Подставляя (7-203) в (7-201), после преобразований получим

$$\xi_в\approx\frac{\xi_н}{\sqrt{7}}\sqrt{\frac{4\left(1-\frac{1}{\beta_Q}\right)}{\beta_Q(k_{Ф.\,н}-1)}+\frac{1}{\beta_Q}}. \qquad (7\text{-}204)$$

Коэффициенты вытеснения при составлении неодинаковых стержней удобно выразить также через параметр β_Q, тогда

$$k_{Ф1}=1+\frac{1}{4}(k_{Ф.\,н}-1), \qquad (7\text{-}205)$$

$$k_{Ф2}=1+\frac{7}{4}(k_{Ф.\,н}-1)\beta_Q^2(a_{Cu\,в}/a_{Cu\,н})^2, \qquad (7\text{-}206)$$

а потери

$$Q_{Cu\,1}=\frac{I^2}{a_{Cu\,н}b_м m_н\gamma}\left[1+\frac{1}{4}(k_{Ф.\,н}-1)\right], \qquad (7\text{-}207)$$

$$Q_{Cu\,2}=\frac{I^2}{a_{Cu\,н}b_м m_н\beta_Q\gamma}\left[1+\frac{7}{4}(k_{Ф.\,н}-1)\beta_Q^2\left(\frac{a_{Cu\,в}}{a_{Cu\,н}}\right)^2\right]. \qquad (7\text{-}208)$$

Зависимость отношения $a_{Cu\,в}/a_{Cu\,н}$ (или, что то же $\xi_в/\xi_н$) по (7-204) от β_Q при различных значениях $k_{Ф.\,н}$ представлена на рис. 7-91. Рабочей зоной по $a_{Cu\,в}/a_{Cu\,н}$ следует считать 0,4—1. Максимальное значение $a_{Cu\,в}/a_{Cu\,н}$ при постоянном $k_{Ф.\,н}$ будет обеспечиваться при

$$\beta_Q=\frac{8}{4+(k_{Ф.\,н}-1)}, \qquad (7\text{-}209)$$

т. е. расположится далеко за рабочей зоной β_Q.

Очевидно, что по технологическим причинам желательно иметь отношение $a_{Cu\,в}/a_{Cu\,н}$ по возможности большим, особенно при глубоких пазах. Поэтому, исходя из рис. 7-91, можно рекомендовать при больших значениях $k_{Ф.н}$ допускать заниженные основные потери в верхнем стержне, что приводит к повышению высоты элементарного проводника в нем. Обычно выбирают $\beta_Q = 1{,}2 \div 1{,}3$ и $a_{Cu\,в}/a_{Cu\,н} \approx 0{,}6$; тогда, например, при $a_{Cu\,н} = 2{,}5$ *мм* будем иметь для верхнего стержня $a_{Cu\,в} = 1{,}5$ *мм*.

Практическое значение может иметь случай, когда равенство потерь в обоих стержнях обеспечивается при одинаковой высоте проводников в них, т. е. $\xi_в = \xi_н = \xi$ и $a_{Cu\,в} = a_{Cu\,н} = a$; непосредственно из (7-207) получим, что при этом

$$m_в/m_н = k_{Ф2}/k_{Ф1}. \tag{7-210}$$

Следовательно, в пазу со стержнями, выполненными из одинаковых по высоте элементарных проводников, при равенстве потерь числа элементарных проводников в них должны относиться как коэффициенты вытеснения в стержне. Покажем, что требование (7-210) может быть выполнено только при определенных условиях. Действительно, принимая в (7-204) $\xi_в/\xi_н = 1$, получим:

$$k_{Ф.\,н} - 1 = \frac{4(\beta_Q - 1)}{7(\beta_Q - 1)\beta_Q}. \tag{7-211}$$

Подставим сюда β_Q по (7-209), обеспечивающее максимальное отношение $\xi_в/\xi_н$, и будем иметь $k_{Ф.н} - 1 = 0{,}154$ или условие

$$k_{Ф.н} \leqslant 1{,}154 \tag{7-212}$$

выполнения равенства $\xi_в/\xi_н = 1$ при равенстве потерь в обоих стержнях.

Это положение хорошо видно на рис. 7-91, где кривая для $k_{Ф.н} = 1{,}15$ приближается к прямой $\xi_в/\xi_н = 1$; при $\beta_Q = 1{,}24$ кривая $k_{Ф.н} = 1{,}1$ пересекает ее, а все кривые с $k_{Ф.\,н} > 1{,}15$ идут ниже $\xi_в/\xi_н = 1$. Следовательно, условие (7-210) может быть выполнено только при выполнении неравенства (7-212).

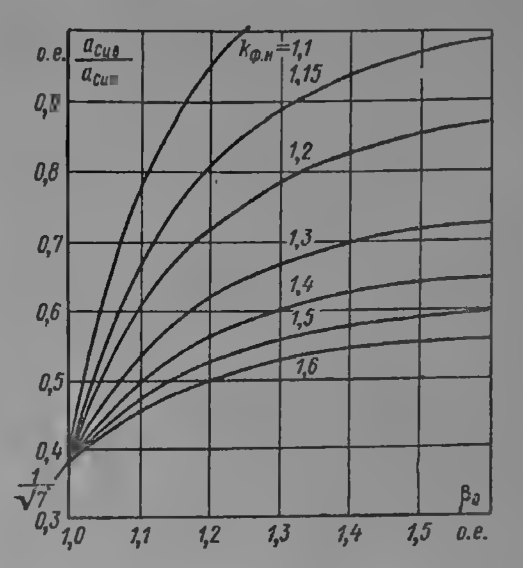


Рис. 7-91. Отношение высот элементарных проводников в верхнем и нижнем стержне при равенстве потерь в них

β_Q — отношение основных потерь в нижнем и верхнем стержне

Если для нижнего стержня удовлетворено условие (7-212), то, подставляя $k_{Ф.н}$ в (7-205), найдем коэффициент вытеснения для нижнего стержня $k_{Ф1}$. Затем из (7-204) определим β_Q, для которого будем иметь решение:

$$\beta_Q = \frac{(k_{Ф.\,н} - 1) + 4 - \sqrt{[(k_{Ф.н} - 1) + 4]^2 - 112(k_{Ф.\,н} - 1)}}{14(k_{Ф.\,н} - 1)}. \tag{7-213}$$

Подставляя β_Q и $k_{Ф2}$ по (7-206), найдем отношение $k_{Ф2}/k_{Ф1}$ по (7-210) и, следовательно, число проводников в верхнем стержне $m_в$ при равенстве потерь в стержнях.

Если, например, рассмотреть предельный случай $k_{Ф.н} = 1{,}154$, то по (7-213) будем иметь $\beta_Q = 1{,}92$ и $k_{Ф1} = 1 + \frac{1}{4} \cdot 0{,}154 = 1{,}0385$, а, значит, $k_{Ф2} = 1 + \frac{7}{4} \cdot 0{,}154 \cdot 1{,}92^2 = 2$, т. е., условие $k_{Ф.н} = 1{,}154$ равносильно условию минимума потерь в верхнем стержне, чего и следовало ожидать из физической картины распределения потерь. Следовательно, потери при одинаковых высотах элементарных проводников в стержнях могут быть уравнены при равенстве основных и дополнительных потерь в верхнем стержне ($k_{Ф2} = 2$) или при больших основных потерях в нем ($k_{Ф2} < 2$)

Теоретически можно добиться равенства потерь при $k_{Ф1} < 1{,}154$ и $k_{Ф2} > 2$, при этом для β_Q по (7-213) будет найдено второе значение корня (знак «+» перед радикалом), однако за счет нерационального расхода меди и углубления паза. Например, при $k_{Ф.н} = 1{,}1$ для β_Q получим первое решение 1,25 и второе 4,62. Отношение числа проводников в предельном случае также будет не очень благоприятным,

$$m_в/m_н = 2 : 1{,}154 = 1{,}73.$$

Лучше иметь это отношение по возможности меньшим, чем 1,73. Это может быть обеспечено при $k_{Ф2} < 2$ и $k_{Ф1} < 1{,}154$.

При непосредственном водяном охлаждении нашли широкое применение полые медные проводники. Типичное сечение такого проводника показано на рис. 7-92, там же приведены необходимые обозначения. Как показано

в [7-29], [2-10], средний коэффициент вытеснения для паза, в котором расположены только одни полые проводники, можно представить в виде

$$k_{\Phi.\text{п}} = 1 + \frac{1}{9}(s_{\text{п}1}m)^2\xi^4\left(1 - \frac{a_{\text{к}}^3}{a_{\text{Cu}1}^3}\cdot\frac{b_{\text{к}}}{b_{\text{Cu}1}}\right)\left(1 - \frac{a_{\text{к}}}{a_{\text{Cu}1}}\cdot\frac{b_{\text{к}}}{b_{\text{Cu}1}}\right) \quad (7\text{-}214)$$

или в форме, более удобной для расчетов,

$$k_{\Phi.\text{п}} = 1 + 0{,}107a_{\text{Cu}1}^2(s_{\text{п}1}m)^2\left(\frac{b_{\text{м}}}{b_{\text{п}1}}\right)^2\left(1 - \frac{a_{\text{к}}^3}{a_{\text{Cu}1}^3}\cdot\frac{b_{\text{к}}}{b_{\text{Cu}1}}\right)\left(1 - \frac{a_{\text{к}}}{a_{\text{Cu}1}}\frac{b_{\text{к}}}{b_{\text{Cu}1}}\right)\left(\frac{f}{50}\right)^2, \quad (7\text{-}215)$$

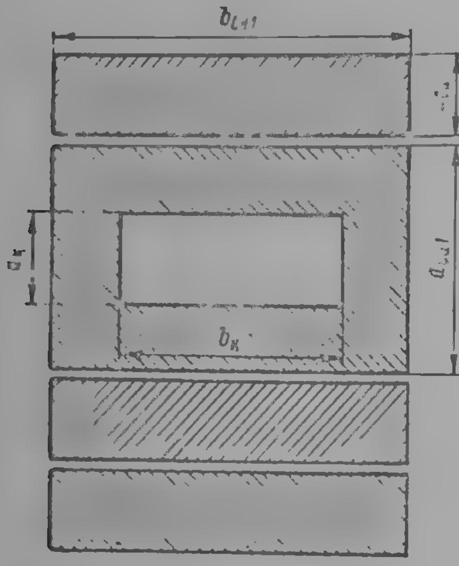


Рис. 7-92. Размеры полого и сплошного проводников статорной обмотки

где $a_{\text{к}}/a_{\text{Cu}1}$ — отношение высоты канала к высоте проводника; $b_{\text{к}}/b_{\text{Cu}1}$ — отношение ширины канала к ширине проводника; $\xi = a_{\text{Cu}1}\sqrt{\frac{b_{\text{м}}}{b_{\text{п}1}}\cdot\frac{\gamma\omega\mu}{2}}$ — приведенная высота полого проводника.

Относительная площадь канала

$$s_{\text{к}} = \frac{a_{\text{к}}b_{\text{к}}}{a_{\text{Cu}1}b_{\text{Cu}1}};$$

формулу (7-215) при этом можно представить в виде

$$k_{\Phi.\text{п}} = 1 + \frac{1}{9}(s_{\text{п}1}m)^2\xi^4\left(1 - \frac{a_{\text{к}}^2}{a_{\text{Cu}1}^2}s_{\text{к}}\right)(1 - s_{\text{к}}). \quad (7\text{-}216)$$

Суммарные потери в пазу можно также записать через параметры канала:

$$Q_{\text{Cu}1} = \frac{s_{\text{п}1}I^2}{a_{\text{Cu}1}b_{\text{м}}m\gamma(1 - s_{\text{к}})}\left[1 + \frac{1}{9}(s_{\text{п}1}m)^2\xi^4\left(1 - \frac{a_{\text{к}}^2}{a_{\text{Cu}1}^2}s_{\text{к}}\right)(1 - s_{\text{к}})\right]. \quad (7\text{-}217)$$

Как следует из (7-216), коэффициент вытеснения для стержней из полых проводников может быть вычислен по формуле, аналогичной формуле для сплошных проводников (7-177) с введением поправочного коэффициента для второго члена, учитывающего наличие канала внутри проводника. Таким образом, если размеры канала ($a_{\text{к}}/a_{\text{Cu}1}$ и $b_{\text{к}}/b_{\text{Cu}1}$) выбраны и сохраняются постоянными, то к пазу, в котором расположены стержни, составленные только из полых проводников, применим весь тот анализ по распределению потерь, который был проведен для стержней, составленных только из сплошных проводников.

Следовательно, при постоянном произведении $s_{\text{п}1}m$ минимальные потери в пазу будут обеспечены при $k_{\Phi.\text{п}} = 1{,}333$; при постоянной высоте полого проводника $a_{\text{Cu}1}$ минимум потерь будет при $k_{\Phi.\text{п}} = 2$ и т. д. Однако критическая высота приведенного проводника будет определяться не по (7-178) и (7-184), а следующим образом: для $k_{\Phi.\text{п}} = 1{,}333$

$$\xi = \frac{1{,}32}{\sqrt{s_{\text{п}1}m\sqrt{\left(1 - \frac{a_{\text{к}}^2}{a_{\text{Cu}1}^2}s_{\text{к}}\right)(1 - s_{\text{к}})}}}, \quad (7\text{-}218)$$

для $k_{\Phi.\text{п}} = 2{,}0$

$$\xi = \frac{1{,}73}{\sqrt{s_{\text{п}1}m\sqrt{\left(1 - \frac{a_{\text{к}}^2}{a_{\text{Cu}1}^2}s_{\text{к}}\right)(1 - s_{\text{к}})}}}. \quad (7\text{-}219)$$

Произведение $\left(1 - \frac{a_к^2}{a_{Cu1}^2} s_к\right)(1 - s_к)$ всегда меньше единицы, и поэтому критическая высота полого проводника может быть выбрана несколько большей, чем сплошного, при том же числе проводников в пазу или при одинаковой высоте проводников число их будет больше в пазу с полыми проводниками. Критическая высота меди в пазу в этом случае вместо (7-186) будет определяться формулой:

$$h_{м.п} = \frac{h_м}{\sqrt{\left[1 - (a_к/a_{Cu\,1})^2 s_к\right](1 - s_к)}}. \qquad (7\text{-}220)$$

Высота меди для полых стержней будет несколько большей, чем для сплошных при одной и той же высоте проводника и одинаковом значении коэффициента вытеснения $k_Ф$. На рис. 7-87 штрихами показана высота меди в пазу при $k_{Ф.п} = 2$ и $[1 - (a_к/a_{Cu\,1})^2 s_к](1 - s_к) = 0{,}70$.

Поскольку оптимальное использование в случае с полыми проводниками определяется критическими значениями $k_{Ф.п}$, можно рассмотреть условия выполнения самих каналов в полых проводниках при постоянных $k_{Ф.п}$ паза и внешних размерах проводников $a_{Cu\,1}$ и $b_{Cu\,1}$.

Представим (7-216) следующим образом:

$$k_{Ф.п} = 1 + (k_Ф - 1)\left(1 - \frac{a_к^2}{a_{Cu1}} s_к\right)(1 - s_к), \qquad (7\text{-}221)$$

где $k_Ф$ — коэффициент вытеснения для паза со сплошными проводниками по (7-177), у которых $a_{Cu} = a_{Cu\,1}$.

В нашем анализе при изменении размеров канала будем считать коэффициент в пазу $k_{Ф.п}$ постоянным. Сохранить $k_{Ф.п}$ постоянным при постоянных внешних размерах полых проводников и изменении конфигурации канала можно только за счет изменения числа проводников в пазу. В связи с этим формулу (7-221) запишем в виде

$$k_{Ф.п} = 1 + (k_Ф - 1)(s_0 m_0)^2\left(1 - \frac{a_к^2}{a_{Cu1}^2} s_к\right)(1 - s_к), \qquad (7\text{-}222)$$

где $k_Ф = k_{Ф.п}$ при нулевых размерах канала ($a_к = 0$, $b_к = 0$) и исходном числе проводников в пазу $s_{п1} m$; $s_0 m_0$ обозначает отношение числа проводников в пазу к исходному числу $s_{п1} m$.

Из (7-222) следует, что постоянство $k_{Ф.п}$ будет сохранено, если $s_0 m_0$ будет изменяться вместе с изменением размеров канала по формуле:

$$s_0 m_0 = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{a_к^2}{a_{Cu1}^2} s_к\right)(1 - s_к)}}; \qquad (7\text{-}223)$$

это изменение следует учесть при расчете постоянных потерь.

Подставляя $k_{Ф.п}$ из (7-222) и $s_0 m_0$ из (7-223) в формулу для суммарных потерь (7-217), получим выражение для потерь в полых проводниках при постоянном коэффициенте $k_{Ф0}$, постоянных внешних размерах полых проводников a_{Cu} и $b_м$ в зависимости от размеров канала:

$$Q_{Cu1} = k_{Ф\,0} \frac{s_{п1}^2 I^2}{a_{Cu1} b_м m s_{п1} \gamma} \sqrt{\frac{1 - (a_к/a_{Cu\,1})^2 s_к}{1 - s_к}}. \qquad (7\text{-}224)$$

Здесь $s_{п1} m$ также остается постоянным и равным числу сплошных проводников, обеспечивающих заданный $k_{Ф.п}$. Поскольку все величины, не стоящие под знаком радикала, являются постоянными, обозначим в (7-224) через

$$Q = \sqrt{\frac{1 - (a_к/a_{Cu\,1})^2 s_к}{1 - s_к}} \qquad (7\text{-}225)$$

отношение постоянных потерь в пазу с полыми проводниками при сохранении постоянным коэффициента вытеснения $k_{Ф.п}$ при любом выполнении канала.

Исследуем влияние выполнения канала внутри проводника на потери в пазу при постоянном $k_Ф$. Возьмем первую производную (7-225) по площади $s_к$; после преобразований получим

$$a_к/a_{Cu1} = 1 \tag{7-226}$$

— условие оптимальной высоты канала при любой площади его.

Конечно, это чисто теоретическое требование, поскольку при $a_к/a_{Cu1} = 1$ полый проводник оказывается разделенным по ширине на два сплошных (см. рис. 7-92).

Равенство (7-226) показывает, что с точки зрения потерь полые проводники являются не лучшим вариантом даже при одинаковой высоте полых и сплошных проводников. (Выполнение полых проводников диктуется прежде всего технологическими и конструктивными соображениями при приемлемой величине потерь.)

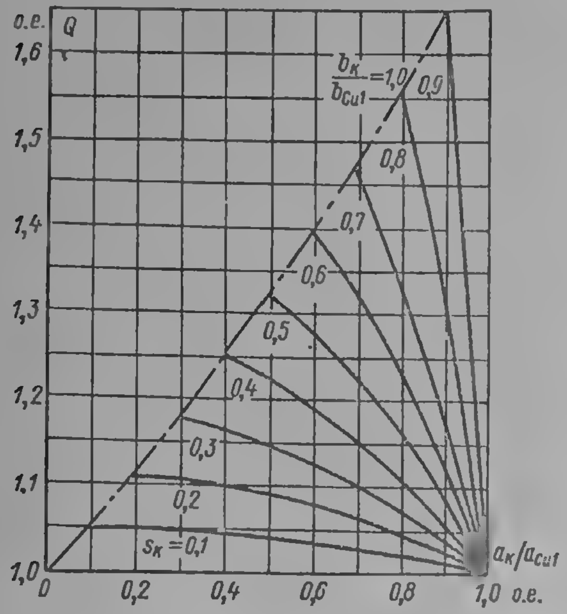


Рис. 7-93. Зависимость потерь в стержне с полыми проводниками от высоты канала при постоянных площадях каналов $s_к$ и постоянном коэффициенте $k_{Ф.п}$ в пазу

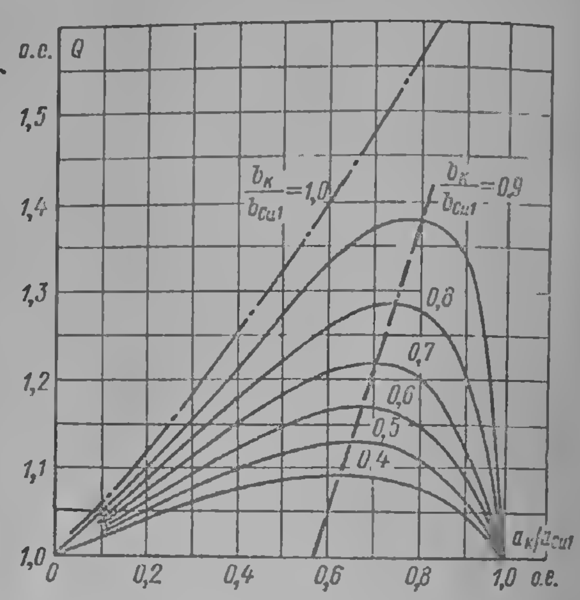


Рис. 7-94. Зависимость потерь в стержне с полыми проводниками от высоты канала при постоянных значениях ширины каналов $b_к/b_{Cu1}$ и коэффициента $k_{Ф.п}$ в пазу

Зависимость Q от $a_к/a_{Cu1}$ для различных площадей $s_к$ показана на рис. 7-93. По мере того как при постоянной площади $s_к$ уменьшается высота канала, потери монотонно возрастают и достигают наибольшего значения при $b_к/b_{Cu1}$ 1, т. е. когда полый проводник оказывается разделенным по высоте на два сплошных.

Следует заметить, что предельный переход при $b_к/b_{Cu1} \to 1$ является формальным. Действительно, формула (7-214) записана для условия, когда верхняя и нижняя полки полого проводника имеют электрическую связь, обеспечивающую циркуляцию вихревых токов между полками. Если же $b_к/b_{Cu1} = 1$, т. е. проводник распадается на два изолированных сплошных, то приведенная высота проводника, очевидно, будет

$$\xi = \frac{1}{2} a_{Cu1} \left(1 - \frac{a_к}{a_{Cu1}}\right) \sqrt{\frac{b_м}{b_{п1}} \cdot \frac{\gamma\omega\mu}{2}},$$

а число проводников по высоте $2s_{п1}m$.

Подстановка этих значений в выражение потерь и коэффициента $k_Ф$ для сплошных проводников приведет, конечно, к резкому падению потерь за счет уменьшения высоты элементарного проводника. С этой точки зрения выполнение полых проводников также является не лучшим вариантом.

В связи со сделанной оговоркой будем предполагать, что равенство $b_к/b_{Cu1} = 1$ (или $a_к/a_{Cu1} = 1$) в действительности подразумевает состояние, когда это отношение достаточно близко к единице, но меньше ее (на рис. 7-95 сохранены условные перемычки). Отметим, что $Q = 1$ на рис. 7-93 соответствует сплошному проводнику.

Как следует из рис. 7-93, характерным является то, что одни и те же потери могут быть обеспечены при различных площадях и различных отношениях $a_к/a_{Cu1}$. Поэтому в реальных условиях ($b_к/b_{Cu1} < 1$ и $a_к/a_{Cu1} < 1$) не следует считать, что всегда чем меньше площадь канала, тем меньше потери в пазу. Для уточнения этого обстоятельства обратимся еще раз

к выражению Q по (7-225). Возьмем первую производную от (7-225) по $a_к/a_{Cu1}$ (принимая $s_к = \frac{a_к b_к}{a_{Cu1} b_{Cu1}}$), получим

$$\frac{a_к}{a_{Cu1}} = \frac{1}{\sqrt{3 - 2s_к}} = \frac{1}{\sqrt{3 - 2\frac{a_к b_к}{a_{Cu1} b_{Cu1}}}} \quad (7\text{-}227)$$

— условие максимальных потерь при постоянном значении $b_к/b_{Cu1}$, т. е. при постоянной ширине канала.

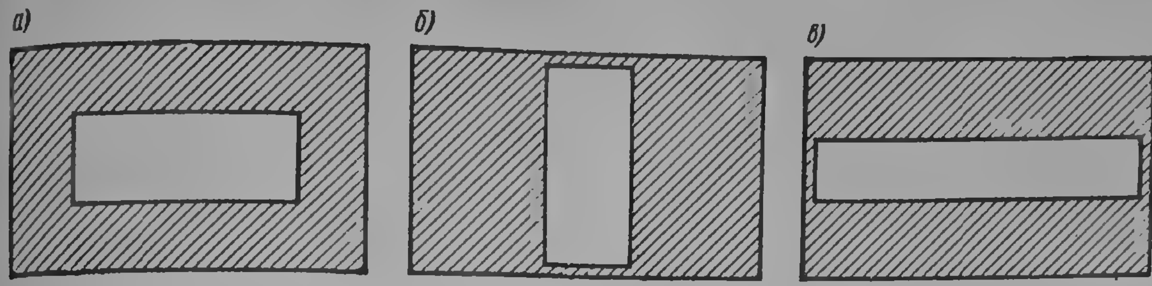


Рис. 7-95. Полые проводники при постоянном сечении каналов $s_к = 0{,}25$: $a_к/a_{Cu1} = 0{,}4$; $b_к/b_{Cu1} = 0{,}625$; $Q = 1{,}0$ о. е. (а); $a_к/a_{Cu1} \approx 1$; $b_к/b_{Cu1} = 0{,}25$; $Q = 1{,}0$ о. е. (б); $a_к/a_{Cu1} = 0{,}25$; $b_к/b_{Cu1} \approx 1$; $Q = 1{,}15$ о. е. (в)

На рис. 7-94 построена зависимость потерь Q от $a_к/a_{Cu1}$ при постоянных $b_к/b_{Cu1}$. Максимум имеет достаточно выраженный характер, особенно при больших $b_к/b_{Cu1}$. На рисунке штриховой линией соединены максимумы потерь Q. Значения $a_к/a_{Cu1}$ при максимальных потерях лежат в пределах от 0,578 (при $b_к/b_{Cu1} \approx 0$) до 1 (при $b_к/b_{Cu1} \approx 1$). Учитывая реальные значения размеров канала, можно указать, что при $a_к/a_{Cu1} = 0{,}6 \div 0{,}8$ следует, по возможности, избегать неблагоприятных отношений $b_к/b_{Cu1}$.

Для иллюстрации влияния конфигурации канала на потери при постоянном $k_{Ф.п}$ на рис. 7-95, а показан полый проводник с достаточно реальным соотношением между размерами: $a_к/a_{Cu1} = 0{,}4$; $b_к/b_{Cu1} = 0{,}625$; $s_к = 0{,}25$; относительные потери в пазу $Q = 1{,}13$. Если сохранить площадь $s_к = 0{,}25$, то теоретически наилучший вариант (рис. 7-95, б) дает

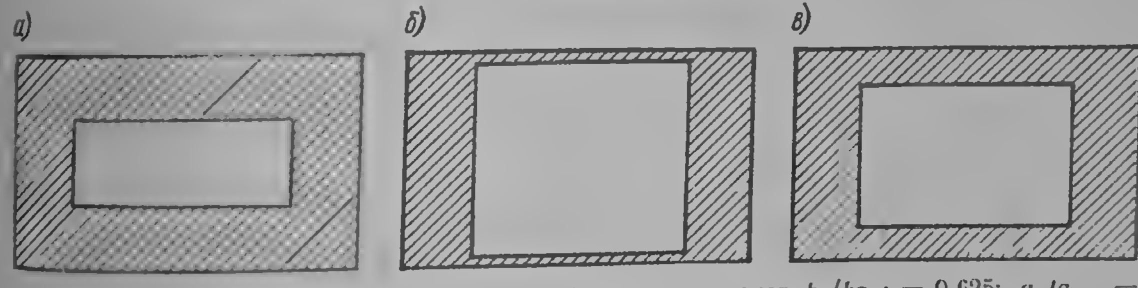


Рис. 7-96. Полые проводники при постоянной ширине каналов $b_к/b_{Cu1} = 0{,}625$: $a_к/a_{Cu1} = 0{,}4$; $s_к = 0{,}25$; $Q = 1{,}13$ о. е. (а); $a_к/a_{Cu1}$; $s_к = 0{,}625$; $Q = 1{,}0$ о. е. (б); $a_к/a_{Cu1} = 0{,}68$; $s_к = 0{,}42$; $Q = 1{,}118$ о. е. (в)

$a_к/a_{Cu1} \approx 1$; $b_к/b_{Cu1} = 0{,}25$ и потери $Q = 1$. Наихудшим является вариант в: $a_к/a_{Cu1} = 0{,}25$; $b_к/b_{Cu1} \approx 1$; $s_к = 0{,}25$ и потери $Q = 1{,}15$. Варианты а и в, таким образом, оказываются близкими, однако — за счет общего низкого уровня потерь.

Проверим исходный вариант на правильность соотношений между сторонами канала (рис. 7-96). Вариант а имеет $a_к/a_{Cu1} = 0{,}4$; $b_к/b_{Cu1} = 0{,}625$; $s_к = 0{,}25$; $Q = 1{,}13$. Если сохранить $b_к/b_{Cu1} = 0{,}625$, то теоретически наилучший вариант б дает $a_к/a_{Cu1} \approx 1$; $b_к/b_{Cu1} = 0{,}625$; $Q = 1{,}0$. Наихудший вариант в имеет $a_к/a_{Cu1} = 0{,}68$; $b_к/b_{Cu1} = 0{,}625$; $s_к = 0{,}42$ и $Q = 1{,}118$.

Таким образом, из рис. 7-94 видно, что достаточно низкий уровень потерь обеспечивается при умеренном соотношении между сторонами $b_к/b_{Cu1} \approx 0{,}5$. В этой связи рассмотрим еще один пример полого проводника с широким пазом (рис. 7-97). Пусть исходный вариант а имеет достаточно большую ширину проводника, и тогда $a_к/a_{Cu1} = 0{,}4$; $b_к/b_{Cu1} = 0{,}75$; $s_к = 0{,}30$ и $Q = 1{,}165$. Если разделить этот проводник по ширине на два проводника (рис. б), сохранив прежней высоту канала $a_к/a_{Cu1} = 0{,}4$ и толщину стенки, то получим $a_к/a_{Cu1} = 0{,}4$; $b_к/b_{Cu1} = 0{,}5$; $s_к = 0{,}20$ и $Q = 1{,}11$. Если сохранить площадь $s_к = 0{,}30$ (штриховая линия), то $Q = 1{,}15$.

10 Заказ 879

Следует отметить, что для потерь в пазу с полыми проводниками решающим является высота элементарного проводника. Высота a_{Cu1} определяется по конструктивным и технологическим соображениям минимальной высотой канала (высота канала обычно составляет 1,5—2 *мм*) и минимальной толщиной стенки (толщина стенки обычно составляет 1—1,5 *мм*). Вследствие этого высота полого проводника больше, чем высота сплошных проводников, и поэтому дополнительные потери в стержнях с полыми проводниками выше, чем в сплошных.

По чисто технологическим причинам полые проводники удобно выполнять с равной толщиной стенки, так как прямоугольные трубки образуются про-

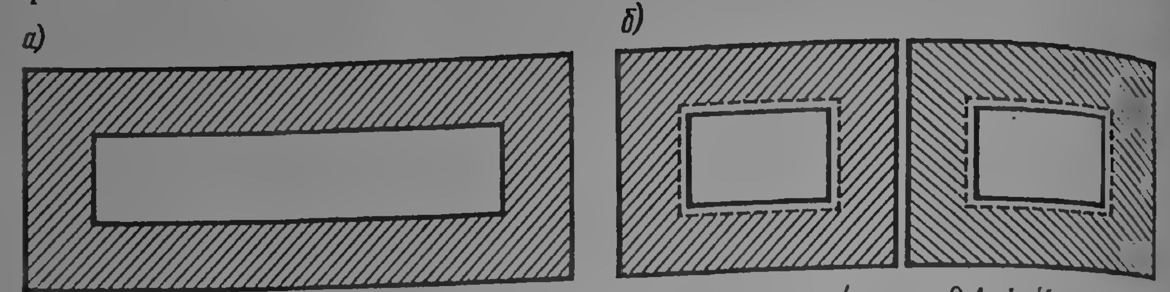


Рис. 7-97. Замена одного широкого полого проводника двумя: $a_к/a_{Cu1} = 0,4$; $b_к/b_{Cu1} = 0,75$; $s_к = 0,30$; $Q = 1,165$ о. е. (*а*); $a_к/a_{Cu1} = 0,4$; $b_к/b_{Cu1} = 0,5$; $s_к = 0,20$; $Q = 1,11$ о. е. (*б*)

Штриховая линия: $s_к = 0,30$; $Q = 1,15$ о. е.

филированием круглой трубки с той же толщиной стенки и обладают при этом достаточной механической прочностью. Некоторые применяемые профили медных полых трубок представлены в табл. 7-28. Несомненным преимуществом стержней, составленных только из полых проводников, яв-

Таблица 7-28

Провод полый прямоугольного сечения *

Высота a_{Cu1}, *мм*	Характеристики проводника	Ширина b_{Cu1}, *мм*			
		5,1	7,4	8,6	10
5	q_{Cu1}, *мм*^{2}	21,3	28,2	31,8	36
	$1 - s_к$	0,835	0,762	0,74	0,72
	$\sqrt{1 - s_к}$	0,915	0,873	0,86	0,848
	$1 - \left(\frac{a_к}{a_{Cu1}}\right)^2 s_к$	0,974	0,962	0,958	0,955
4,5	q_{Cu1}, *мм*^{2}	17,8	23,5	26,5	30
	$1 - s_к$	0,774	0,705	0,685	0,667
	$\sqrt{1 - s_к}$	0,880	0,840	0,827	0,816
	$1 - \left(\frac{a_к}{a_{Cu1}}\right)^2 s_к$	0,995	0,942	0,938	0,934
4,0	q_{Cu1}, *мм*^{2}	14,2	18,8	21,2	24
	$1 - s_к$	0,696	0,635	0,615	0,600
	$\sqrt{1 - s_к}$	0,833	0,796	0,783	0,774
	$1 - \left(\frac{a_к}{a_{Cu1}}\right)^2 s_к$	0,924	0,909	0,904	0,900

* Высота канала $a_к = 2$ *мм*.

ляется хорошее охлаждение, поскольку такой стержень имеет большое суммарное сечение охлаждающих каналов. Очень часто, как уже отмечалось, применяются комбинированные стержни, составленные частично из сплошных, частично из полых проводников. Как показано в табл. 7-28, отношение площади каналов к площади полного сечения проводника составляет обычно $s_к = 0{,}10 \div 0{,}25$. При таких сечениях водяное охлаждение обеспечивает высокую эффективность охлаждения. При применении комбинированных стержней относительная площадь каналов еще меньше, однако при этом можно добиться хорошего охлаждения и высоких экономических показателей.

Комбинированные стержни* имеют высоту сплошных проводников a_{Cu} обычно в 1,5—3 раза меньшую, чем высота полых элементарных проводников a_{Cu1}. Этим добиваются относительно низкого коэффициента вытеснения для всего паза и достаточную высоту меди в пазу. Комбинированные стержни выполняются с целью уменьшения как основных, так и дополнительных потерь по сравнению с полыми стержнями, так как сплошные проводники выбираются меньшей высоты, чем полые. Если стержень выполняется комбинированным, то с достаточной точностью можно считать, что рабочий ток распределяется по проводникам пропорционально сечению меди. Тогда эквивалентный коэффициент для всего паза, если на один полый проводник приходится n сплошных, определится следующим образом:

$$k_{Ф.к} = \frac{q_{Cu} n}{q_{Cu} n + q_{Cu1}} k_{Ф.с} + \frac{q_{Cu1}}{q_{Cu} n + q_{Cu1}} k_{Ф.п}, \qquad (7\text{-}228)$$

где q_{Cu} и q_{Cu1} — площадь сечения сплошного и полого проводника; $k_{Ф.с}$ и $k_{Ф.п}$ — коэффициенты вытеснения, определенные только для сплошных и только для полых проводников при условии, что в первом случае вся высота меди в пазу занята сплошными, а во втором — полыми проводниками.

После некоторых преобразований формулу (7-228) можно представить в виде:

$$k_{Ф.к} = 1 + 0{,}107 a_{Cu1}^4 \left(\frac{b_м}{b_п}\right)^2 (s_{п1} m_0)^2 \frac{\left(1 + n\frac{a_{Cu}}{a_{Cu1}}\right)^2}{n\frac{a_{Cu}}{a_{Cu1}} + (1 - s_к)} \times$$
$$\times \left(\frac{f}{50}\right)^2 \left[n\left(\frac{a_{Cu}}{a_{Cu1}}\right)^3 + \left(1 - \frac{a_к^3}{a_{Cu1}^3} s_к\right)(1 - s_к)^2\right], \qquad (7\text{-}229)$$

где m_0 — число групп по высоте стержня, состоящих из одного полого и n сплошных проводников.

Потери в пазу в этом случае запишутся как

$$Q_{Cu1} \approx \frac{s_{п1} I^2}{a_{Cu1} b_м \left[n\frac{a_{Cu}}{a_{Cu1}} + (1 - s_к)\right] \gamma m_0} \Bigg[1 +$$
$$+ 0{,}107 \left(\frac{b_м}{b_п}\right)^2 (s_{п1} m_0)^2 a_{Cu1}^4 \left(\frac{f}{50}\right)^2 \times$$
$$\times \frac{\left(1 + n\frac{a_{Cu}}{a_{Cu1}}\right)^2}{n\frac{a_{Cu}}{a_{Cu1}} + (1 - s_к)} \left[n\left(\frac{a_{Cu}}{a_{Cu1}}\right)^3 + \left(1 - \frac{a_к^3}{a_{Cu1}^3} s_к\right)(1 - s_к)^2\right]\Bigg]. \qquad (7\text{-}230)$$

* Для комбинированных стержней, состоящих из полых и сплошных проводников, для высоты полого проводника сохраняется обозначение a_{Cu1}, а для высоты сплошного вводится обозначение a_{Cu}.

Из формул (7-...) и (7-...) следует, что при выбранной относительной геометрии проводников и числе их n критическими значениями $k_ф$ будут 1,33 при постоянном числе проводников в пазу и 2 при постоянной высоте проводника. Отсюда вытекают условия оптимального проектирования стержней по условию распределения потерь.

Вопрос о соотношении между полыми и сплошными проводниками может быть решен только с учетом условий охлаждения стержней. Естественно, что при одной и той же высоте меди в пазу заполнение паза только сплошными проводниками приведет к минимальным потерям, однако при этом условии охлаждение будет весьма неудовлетворительным, поскольку в этом случае будет исключено непосредственное охлаждение проводников.

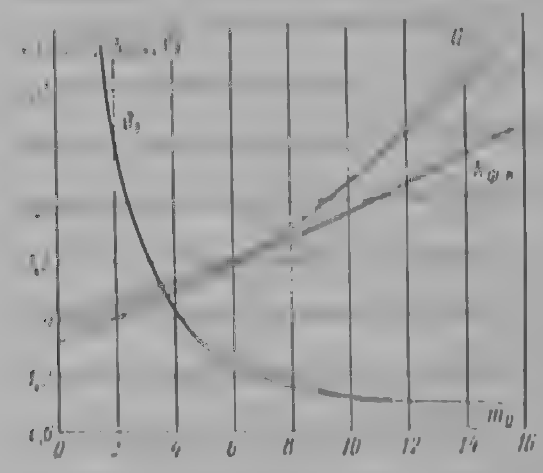


Рис. 7-98. Зависимость потерь, коэффициента $k_{ф,к}$ и нагрева воды от числа полых проводников в пазу m_0

На рис. 7-98 приведены потери Q_{Cu1}, коэффициент вытеснения $k_{ф,к}$ и нагрев воды $\theta_г$, протекающей по полым трубкам, при условии, что все потери в стержнях отводятся этой водой. Эти параметры получены при заполнении паза весьма большой глубины при сохранении постоянными высоты меди в пазу, $h_м$ = 158 *мм*, и следующих параметров проводников: $a_{сп1}$ = 5 *мм*; $s_{п1}$ = 2; $a_{сп}/a_{сп1}$ = 0,42; $1 - s_к$ = 0,72; $b_м/b_{п1}$ = 0,6; $1 - a_к^2/a_{сп1}^2 s_к$ = 0,95. Изменялось заполнение паза различными комбинациями полых и сплошных проводников. Число групп или, другими словами, число полых проводников по высоте стержня m_0 изменялось от 0 (паз заполнен только сплошными проводниками) до 16 (паз заполнен только полыми проводниками). Число сплошных проводников в группе n определялось исходя из $h_м$ = 158 *мм*:

$$n = \left(\frac{h_м}{a_{сп1} m_0} - 1\right)\frac{a_{сп1}}{a_{сп}}.$$

В расчете принимались целые значения n и m_0:

m_0	0	1	2	3	4	5	7	11	16
n	38	35	16	10	7	4	3	1	0

За единицу потерь условно приняты основные потери при m_0 = 7, нагрев $\theta_в$ = 1 также соответствует m_0 = 7. При этом предполагается, что скорость воды во всех случаях сохранялась постоянной.

Из рис. 7-98 следует, что суммарные потери при увеличении числа полых проводников возрастают быстрее, чем коэффициент $k_{ф,к}$, поскольку при этом происходит нарастание также основных потерь.

Нагрев воды $\theta_в$ имеет тенденцию к некоторому насыщению вследствие выделения большого количества потерь при n = 0÷1. Для рассматриваемого примера целесообразно иметь число полых проводников m_0 = 7 при числе сплошных на один полый n = 3. При этом обеспечивается приемлемый уровень потерь и нагрева. В зависимости от конкретных условий выбор m_0 и n может быть произведен в широком диапазоне. В большинстве случаев n принимается равным 2 или 3, хотя, как уже отмечалось, выполняются конструкции с n = 0 и n = 4÷6.

При большом числе сплошных проводников в группе в тепловом расчете следует также учитывать температурный перепад по собственной изоляции проводников. Наиболее удаленные от полых трубок сплошные проводники оказываются более нагретыми, чем проводники, находящиеся в непосредственном контакте с охлаждающей водой.

В последнее время появился интерес к глубокому искусственному охлаждению обмоток. Вопрос о возможности и целесообразности создания машин с низкими отрицательными температурами обсуждается в печати [7-13], [2-6], [2-7].

В этой связи возникает вопрос о зависимости потерь в пазу от температуры. Как известно, при снижении температуры электропроводность увеличивается. При этом основные потери уменьшаются, а добавочные потери могут претерпевать изменения в зависимости от степени охлаждения обмотки.

Рассмотрим распределение потерь в пазу при изменении электропроводности меди [7-13]. Выразим проводимость γ из (7-170а):

$$\gamma = \frac{\xi^2}{a_{Cu1}^2 \frac{b_м}{b_п} \cdot \frac{\omega\mu}{2}}. \quad (7\text{-}231)$$

Тогда потери по (7-170) можно представить как

$$Q_{Cu1} = \frac{s_{п1} I^2 a_{Cu1} \omega\mu}{2 b_м m \xi^2} \left[\varphi(\xi) + \frac{(s_{п1} m)^2 - 1}{3} \psi(\xi)\right] \quad (7\text{-}232)$$

или приближенно при $\xi < 1$ получим

$$Q_{Cu1} = \frac{s_{п1} I^2 a_{Cu1} \omega\mu}{2 b_м m \xi^2} \left[1 + \frac{(s_{п1} m)^2 - 0{,}2}{9} \xi^4\right] =$$

$$= \frac{s_{п1} I^2}{a_{Cu1} b_м m \gamma \sqrt{\frac{\omega\mu}{2}}} \left[1 + \frac{(s_{п1} m)^2 - 0{,}2}{9} a_{Cu1}^4 \left(\frac{b_м}{b_п}\right)^2 \left(\frac{\gamma\omega\mu}{2}\right)^2\right]. \quad (7\text{-}233)$$

Последнее выражение симметрично относительно m и γ, поэтому, очевидно, критическое значение $k_Ф$ при определении минимума потерь будет равно значению, определяемому по (7-182), т. е. $k_Ф = 2\left(1 + \frac{4}{45}\xi^4\right) \approx 2$.

Следовательно, критическая приведенная высота проводника будет

$$\xi = \frac{1{,}73}{\sqrt{m - 0{,}2}}, \quad (7\text{-}234)$$

а критическая высота меди в пазу

$$m\xi = \frac{3}{\xi} + 0{,}2. \quad (7\text{-}235)$$

Таким образом, оптимальное соотношение между потерями при изменении проводимости будет соответствовать равенству постоянных и добавочных потерь.

Критическое значение проводимости определим из уравнения:

$$\frac{(s_{п1} m)^2 - 0{,}2}{9} \left(\frac{b_м}{b_п}\right)^2 \left(\frac{\gamma\omega\mu}{2}\right)^2 a_{Cu1}^4 = k_Ф - 1,$$

откуда

$$\gamma = \frac{6\sqrt{k_Ф - 1}}{s_{п1} m \omega\mu a_{Cu1}^2} \cdot \frac{b_{п1}}{b_м} = \frac{6}{s_{п1} m \omega\mu a_{Cu1}^2} \cdot \frac{b_{п1}}{b_м}. \quad (7\text{-}236)$$

Равенство (7-233) показывает, что глубокое охлаждение паза и проводников нормальных размеров вряд ли целесообразно, поскольку при этом выигрыш в потерях будет незначительным.

При глубоком охлаждении возможны отступления от обычных размеров пазов и проводников, поэтому рассмотрим выражение для потерь (7-232) без обычно принятых упрощений. Беря первую производную от (7-232) по γ и приравнивая ее нулю, получим

$$3\,[\gamma\varphi'(\xi) - \varphi(\xi)] + (m^2 - 1)\,[\gamma\psi'(\xi) - \psi(\xi)] = 0. \quad (7\text{-}236а)$$

После соответствующих подстановок [7-15] будем иметь

$$m^2 - 1 = \frac{3\varphi(\xi)\left[\frac{1}{\xi} + 2\varphi(\xi)\frac{\operatorname{sh} 2\xi \sin 2\xi}{(\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi)(\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi)}\right]}{\psi(\xi)\left[-\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\psi(\xi)\frac{\operatorname{sh}\xi \sin\xi}{(\operatorname{sh}\xi - \sin\xi)(\operatorname{ch}\xi + \cos\xi)}\right]}.$$

Подставляя это значение $m^2 - 1$ в (7-169), получим критическое значение коэффициента Фильда, обеспечивающее минимум потерь в пазу,

$$k_\Phi = \varphi(\xi)\,[1 + \Phi(\xi)]. \tag{7-237}$$

Функция $\Phi(\xi)$ имеет вид:

$$\Phi(\xi) = -\frac{1 + 4\xi\frac{\operatorname{sh} 2\xi \sin 2\xi}{(\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi)(\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi)}}{\frac{2\xi \sin\xi \operatorname{sh}\xi}{(\operatorname{sh}\xi - \sin\xi)(\operatorname{ch}\xi - \cos\xi)} - 1}.$$

При малых значениях ξ введем замену:

$$\sin\xi = \xi - \frac{\xi^3}{3!}, \quad \cos\xi = 1 - \frac{\xi^2}{2}, \quad \operatorname{sh}\xi = \xi + \frac{\xi^3}{3!}, \quad \operatorname{ch}\xi = 1 + \frac{\xi^2}{2}$$

и т. д.; получим, что $\Phi(\xi) = 1$. Таким образом, k_Φ, определяемый по (7-237), не будет зависеть от числа проводников в пазу.

Поскольку уравнение (7-236а) относительно $\varphi(\xi)$ или $\psi(\xi)$ имеет вторую степень, т. е. еще и второе решение, определяемое в основном числом проводников в пазу и соответствующее максимуму потерь. Критическая высота элементарного проводника для этого решения во всех практических случаях остается постоянной и равной $\xi \approx 2{,}2$. Следовательно, при изменении проводимости максимальные потери в пазу всегда будут при $\xi \approx 2{,}2$ независимо от числа проводников в пазу.

Коэффициент вытеснения можно приближенно представить в этом случае в виде $k_\Phi = 2{,}12 + \frac{4{,}03}{3}[(s_{п1}m)^2 - 1]$, т. е. он всегда больше двух. Таким образом, при понижении температуры обмотки будет наблюдаться увеличение проведенной высоты проводника и возрастание коэффициента Фильда. При достижении коэффициентом k_Φ значения, близкого к 2, будет минимум потерь в пазу. Затем с ростом ξ потери будут увеличиваться и достигнут своего максимального значения при $\xi = 2{,}2$ и коэффициенте вытеснения, значительно большем 2. При дальнейшем снижении температуры потери в пазу будут монотонно падать. При $\xi > 4$ можно считать, что $\varphi(\xi) = \xi$ и $\psi(\xi) = 2\xi$, а потери в зависимости от ξ изменяются по гиперболическому закону

$$Q \approx \frac{I^2 a_{Cu1}\,\omega\mu S_{п1}}{b_м m\xi^2}\left[1 + \frac{2}{3}(m^2 - 1)\right].$$

Характер изменения относительных потерь $\frac{Q_{Cu1}}{a_{Cu1}} \cdot \frac{b_{п1}}{4I^2\omega\mu}$ с изменением проведенной высоты ξ показан на рис. 7-99, причем за параметр принята величина $\frac{1}{3}(m^2 - 1) = 1$, 10, 100, 1000 и 10 000. Чем глубже паз (при постоянном a_{Cu} чем больше m), тем, естественно, меньше потери в исходном (нагретом) состоянии проводимости; минимум потерь при этом достигается при меньших значениях ξ.

Следует отметить то важное обстоятельство, что величина минимума потерь практически не зависит от числа и проведенной высоты проводников, а определяется только действительной их высотой. В самом деле, подставив критическое значение k_Φ из (7-187) и критическую высоту $m\xi^2$ из (7-2[illegible]) в формулу для потерь (7-233), получим

$$Q = \frac{4I^2 S_{п1}\,\omega\mu a_{Cu1}}{b_{п1}} \cdot \frac{2}{3}\sqrt{1 - \frac{0{,}2}{(s_{п1}m)^2}}.$$

При достаточно большом $s_{п1}m$ будем иметь

$$\frac{2}{3}\sqrt{1-\frac{0,2}{(s_{п1}m)^2}} \approx 0,667$$

и даже при $\frac{m^2-1}{3}=1$, т. е. при $m=2$, получим $\frac{2}{3}\sqrt{1-0,2:4}=0,650$.

Однако при $m=2$ приведенная высота $\xi \gg 1$, и поэтому рассматриваемый нами коэффициент потерь составит 0,615. Отсюда следует важное практическое положение: минимальные потери определяются только высотой проводника a_{Cu1}: это положение хорошо подтверждается рис. 7-99.

Следует указать на связь между основными параметрами обмотки и критической проводимостью, обеспечивающей минимальные потери в пазу. Поскольку критическая высота проводника определяется формулой (7-234), критическая проводимость будет

$$\gamma \approx \frac{3}{a_{Cu1}^2 m \frac{b_м}{b_п} \cdot \frac{\omega\mu}{2}}. \qquad (7\text{-}238)$$

Для того чтобы произвести оценку снижения потерь при охлаждении, полезно ввести отношение исходной проводимости (при обычной температуре) $\gamma_г$ к критическому значению при минимальных потерях

$$\frac{\gamma_г}{\gamma}=\frac{3}{(m\xi^2)} \qquad (7\text{-}239)$$

и отношение «горячих» $Q_г$ потерь к минимальным

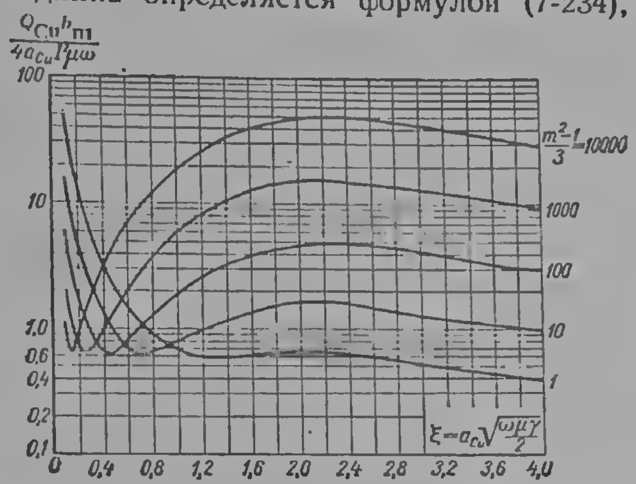


Рис. 7-99. Зависимость относительных потерь в пазу от приведенной высоты элементарного проводника

$$\frac{Q}{Q_г}=\frac{k_ф\gamma}{k_{ф.г}\gamma_г}=\frac{2}{k_{ф.г}}\cdot\frac{\gamma}{\gamma_г}, \qquad (7\text{-}240)$$

где ξ — приведенная высота проводника в горячем состоянии, $k_{ф.г}$ — коэффициент вытеснения в горячем состоянии.

Если, например, для исходного состояния имеем $\xi=1,138$; $m=80$; $k_ф=1,25$, то

$$\frac{\gamma_г}{\gamma}=\frac{3}{0,138^2\cdot 80}=1,97 \quad и \quad \frac{Q}{Q_г}=\frac{2}{1,97\cdot 1,25}=0,81.$$

Очевидно, что выигрыш в потерях при достаточно высоком проводнике невелик. Если далее принять $\xi=0,0138$ и $0,00138$, а $k_ф=1$, то получим для проводимостей $\gamma_г/\gamma = 197$ и $19\,700$, а для потерь $Q/Q_г=1,015\cdot 10^{-2}$ и $1,015\cdot 10^{-4}$.

Поскольку при глубоком охлаждении отношение $\gamma_г/\gamma$ должно составлять примерно 1000, то число проводников во втором случае должно быть не 80, а согласно (7-239),

$$m=\frac{[illegible]}{0,00138^2\cdot 1000}=1580.$$

Но и в этом случае глубина паза значительно меньше, чем глубина паза обычной машины.

Приведенный пример иллюстрирует, что обмотка с глубоким охлаждением должна выполняться из очень тонких проводников, причем число проводников определяется допустимой степенью охлаждения.

4. Размеры пазов и сердечника. При косвенном охлаждении необходимо сохранить коэффициент вытеснения $k_ф$ для паза невысоким. Если верхний и нижний стержень плетется из одинаковых по высоте элементарных проводников, а площадь сечения стержня предварительно оценена по рекомендуе-

мой плотности тока, то выбор высоты проводника можно произвести по следующей формуле:

$$a_{Cu1} = \frac{b_{п1}}{q_{Cu1} s_{п1}} \left(\frac{f}{50}\right) \sqrt{\frac{k_{ф} - 1}{0,107}}, \text{ мм.} \qquad (7\text{-}241)$$

Если, например, $k_{ф} - 1 = 0,333$; $s_{п1} = 2$ и $f = 50$ *гц*, то $a_{Cu1} = 88\ b_{п1}/q_{Cu1}$. Обычно для не очень глубоких пазов высота проводника выбирается при $k_{ф} = 1,1 \div 1,2$ и составляет 1,45—3,63 *мм*.

После того как выбрана высота элементарного проводника a_{Cu1}, следует проверить отношение ее к ширине b_{Cu1}. По технологическим соображениям не рекомендуется иметь отношение ширины к высоте более 6—7.

При непосредственном водяном охлаждении обмотки статора все элементарные проводники или часть их выполняются полыми. Полые трубки обычно выполняются по специальным техническим условиям, при необходимости размеры их могут согласовываться с заводами-изготовителями проводников. Некоторые размеры полых трубок представлены в табл. 7-29.

Для стержней, набранных только из полых проводников при непосредственном водяном охлаждении, высоту элементарного проводника можно определить по формуле

$$a_{Cu1} = \frac{b_{п1}}{q_{Cu1} s_{п1}} \left(\frac{f}{50}\right) \sqrt{\frac{(k_{ф} - 1)(1 - s_{к})}{0,107\left(1 - \frac{a_{к}^2}{a_{Cu1}^2} s_{к}\right)}}, \qquad (7\text{-}242)$$

так как $\sqrt{1 - (a_{к}/a_{Cu1})^2 s_{к}}$ близок к 1, то при $f = 50$ *гц*, $k_{Ф} = 1,572$ и $s_{п1} = 2$ можно записать:

$$a_{Cu1} = 127 \frac{b_{п1}}{q_{Cu1}} \sqrt{1 - s_{к}}. \qquad (7\text{-}243)$$

При $k_{Ф} = 2$

$$a_{Cu1} = 155 \frac{b_{п1}}{q_{Cu1}} \sqrt{1 - s_{к}}. \qquad (7\text{-}244)$$

Если предварительно $1 - s_{к}$ неизвестно, то можно воспользоваться табл. 7-28 или принять $1 - s_{к} = 0,75 \div 0,90$, причем для более узкого паза величина $1 - s_{к}$ принимается большей.

Если высота элементарного полого проводника, определенная по (7-243) или по (7-244), оказывается недопустимо малой, то следует или выбрать бо́льшую плотность тока или перейти к комбинированному стержню.

Наибольшие конструктивные преимущества имеют схемы охлаждения, когда последовательно по воде соединяются 2 стержня, так как при этом все подводы и отводы к обмотке удается выполнить на стороне, противоположной ошиновке и выводам статорной обмотки.

Выбор высоты полого проводника в комбинированном стержне, обеспечивающем коэффициент вытеснения $k_{Ф} = 1,572$ при $s_{п1} = 2$ и $f = 50$ *гц*, может быть произведен по приближенной формуле:

$$a_{Cu1} = 127 \frac{b_{п1}}{q_{Cu1}} \nu \sqrt{1 - s_{к}}. \qquad (7\text{-}245)$$

Для $k_{Ф} = 2$

$$a_{Cu1} = 155 \frac{b_{п1}}{q_{Cu1}} \nu \sqrt{1 - s_{к}}, \qquad (7\text{-}246)$$

где ν представляет собой функцию, зависящую от отношения высоты сплошного и полого элементарных проводников и от числа сплошных проводников в группе. Функция может быть определена по графику на рис. 7-100. Из рисунка следует, что чем больше сплошных проводников и чем меньше их высота, тем более крупным может быть принят полый проводник.

После того как определены размеры элементарных проводников и число их, можно произвести выкладку паза в соответствии с нормами на изоляцию стержней. Один из вариантов таких норм для компаундированной изоляции представлен в табл. 7-29. Нормы на сплошную медь даны в табл. 7-30. Следует отметить, что полые проводники также изолируются, причем толщина двусторонней изоляции таких проводников принимается обычно 0,3—0,4 *мм*.

Клин паза статора служит для удержания стержней обмотки в пазу, высота клина лежит в пределах от 10 до 35 *мм*. Как правило, более высокий клин соответствует более глубокому и широкому пазу.

Если турбогенератор имеет относительно низкое индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, то более глубокий паз за счет клиновой зоны приводит к некоторому повышению рассеяния обмотки статора и снижению величины токов внезапного короткого замыкания.

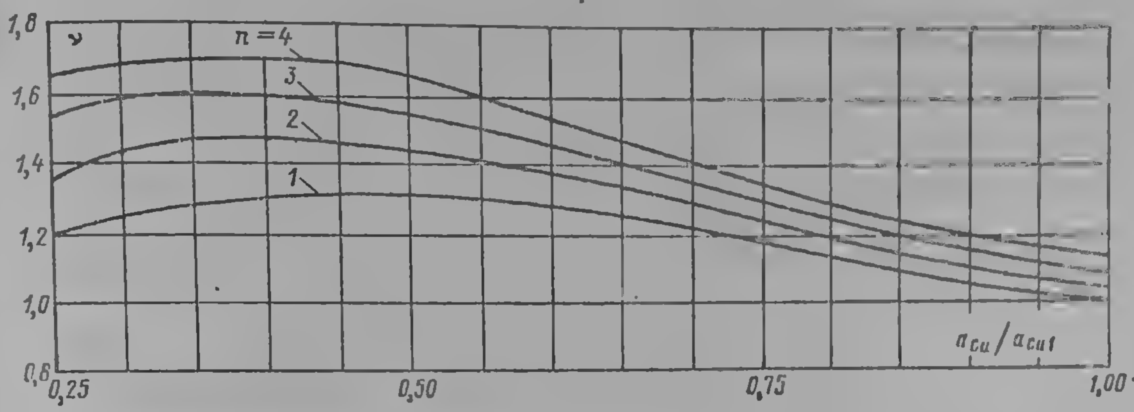


Рис. 7-100. Дополнительный коэффициент ν при определении высоты полого проводника в комбинированных стержнях

a_{Cu1} — высота полого проводника, a_{Cu} — высота сплошного проводника, n — число сплошных проводников, приходящееся на один полый

Как уже отмечалось, отношение высоты паза h_1 к диаметру расточки статора D_1 для машин нормального исполнения составляет 0,16—0,20.

В практике отечественного турбогенераторостроения преимущественное распространение получила электротехническая сталь толщиной 0,5 *мм*. Для сердечников турбогенераторов применяется как обычная горячекатаная, так и холоднокатаная сталь.

В связи с тем что большая часть потерь от перемагничивания потоком первой гармонической выделяется в ярме сердечника двухполюсного турбогенератора, холоднокатаная сталь обычно располагается прокаткой вдоль спинки. При этом может быть получено некоторое снижение потерь. Ориентация прокатки вдоль спинки может также позволить несколько повысить индукцию и тем самым уменьшить диаметр сердечника и его массу. Однако в большинстве случаев высота спинки может определяться механическими соображениями.

Не следует допускать, чтобы вибрация (размах ее) спинки сердечника от магнитного тяжения превосходила 60—80 *мкм*; кроме того, должна быть обеспечена отстройка собственной частоты колебания от вынуждающей частоты (100 *гц* при частоте сети 50 *гц*) на 40—50%. При этом сердечник всегда выбирается жестким, т. е. собственная частота его выше 100 *гц*. Все это приводит к тому, что зачастую применение холоднокатаной стали с направлением прокатки вдоль спинки не позволяет уменьшить вес и габариты сердечника.

Радиальная вибрация сердечника статора может быть определена по формуле [7-40]:

$$\delta_c = \frac{12}{(m^2-1)^2} \cdot \frac{(2B_\delta)^2}{E_0} \cdot \left(\frac{R_0}{h_a}\right)^4 \cdot \frac{R_1 l_1}{l_{ct}} \frac{1}{1-(2f/f_c)^2}, \ см, \tag{7-217}$$

где B_δ — индукция в зазоре, *тл*; R_1 — радиус расточки статора, *см*; h_a — высота спинки статора; *см*; $R_0 = R_{z1} + \frac{1}{2} h_a$ — средний радиус по спинке, *см*; R_{z1} — радиус по дну пазов

Таб[illegible]

Размеры компаундированной изоляции в пазовой части стержня в зависимости от напряжения

Наименование		Номинальное напряжение, в					
		До 3150	6300	10 500	13 800	15 750	[illegible]
		Толщина по ширине и высоте, мм					
Миканит гибкий под переходы		0,4					
Бумага асбестовая — вертикальная прокладка		0,5					
Микалента черная 0,13 *мм*		3,5	6,0	8,0	9,5	10,5	12,[illegible]
Лента асбестовая 0,5 *мм*		1,0					
Лаковое покрытие		0,2					
Разбухание изоляции от пропитки	по ширине	0,3					
	по высоте	1,0					
Картон на дне паза		1,0					
Прокладка толщиной 1,0 или 1,5 *мм* между стержнями		2	2,5	3,0			
Прокладка толщиной 1,0 *мм* под клином		1,0					
Зазор на укладку	по ширине	0,3		0,5			
	по высоте	0,2		0,3			
Общая толщина двусторонней изоляции на паз	по ширине	5,0	8,3	10,5	12,0	13,0	15,0
	по высоте	14,3	21,4	26,5	29,5	31,5	35,5

статора, *см*; $2f$ — частота вынуждающей силы; f_c — собственная частота сер[illegible] E — модуль упругости собранного сердечника, обычно $(1{,}0-1{,}3)\cdot 10^6$ *к[illegible]/см²* [7-18]; l_1/l — [illegible]ношение полной длины сердечника к эффективной; m — число волн деформац[illegible] (чис[illegible] при этом $2m$). Для двухполюсных турбогенераторов под действием основной волн[illegible] ного потока число волн $m = 2p = 2$, $2\omega = 4\pi f = 628$ *рад/сек* и

$$\delta_c = \frac{4}{3}\cdot\frac{(2B_\delta)^2}{E_0}\cdot\left(\frac{R_0}{h_a}\right)^3 \frac{R_1 l}{l_{ef}}\cdot\frac{1}{1-(2f/f_c)^2}. \qquad ([illegible])$$

Собственная частота сердечника подсчитывается по выражению

$$f_c = \frac{m(m^2-1)}{2\pi(m^2+1)}\,\frac{h_a}{R_0^2}\sqrt{\frac{gE_0}{12\gamma\eta(1+3m^2c)}},$$

Таблица 7-50

Провода прямоугольного сечения (мм²)

b_{Cu1}, мм	a_{Cu1}, мм											
	1,45	1,56	1,68	1,81	1,95	2,1	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]
5,1	7,19	7,75	8,36	9,02	9,74	10,2	11,0	11,9	12,9	13,9	15,1	[illegible]
5,5	7,77	8,37	9,03	9,75	10,5	11,1	11,9	[illegible]	[illegible]	15,1	[illegible]	[illegible]
5,9	8,35	8,99	9,70	10,5	11,3	11,9	12,8	13,9	[illegible]	[illegible]	[illegible]	18,9
6,4	9,07	9,77	10,6	11,4	12,3	12,9	14,0	[illegible]	[illegible]	17,6	[illegible]	[illegible]
6,9	9,79	10,6	11,4	12,3	13,3	14,0	15,1	16,3	17,7	19,0	20,6	[illegible]
7,4	10,5	11,3	12,6	13,3	14,2	15,0	16,2	17,6	19,0	[illegible]	[illegible]	[illegible]
8,0	11,4	12,3	—	—	15,4	—	—	19,0	—	[illegible]	23,9	[illegible]
8,6	12,3	13,2	14,2	15,5	16,6	17,6	18,9	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]
9,3	13,3	14,3	15,4	16,6	17,9	19,0	20,5	[illegible]	24,0	[illegible]	27,9	30,0
10,0	14,3	15,4	—	—	19,3	—	—	23,9	—	27,8	30,0	32,3
10,8	—	—	17,9	19,3	20,9	22,2	23,9	25,9	27,9	30,1	32,4	34,9
11,6	—	—	—	—	—	23,9	25,7	27,8	—	—	—	—

где $g = 981$ *см/сек²* — ускорение силы тяжести, $\gamma = 7{,}85 \cdot 10^{-3}$ [illegible] — плотность стали сердечника, η — отношение массы всего собранного сердечника к массе спинки [illegible] $= \frac{1}{12}\left(\frac{h_a}{R_\cdot}\right)^2$.

При $m = 2$ имеем

$$f_c = 43{,}5\frac{h_a}{R_\delta^2}\sqrt{\frac{E_0}{\eta}}. \qquad (7\text{-}250)$$

Если например, для турбогенератора имеем $B_\delta = 0{,}82$ [illegible]; $R_1 = 56$ *см*; R [illegible] h_a [illegible] $2{,}5$; $E_0 = 1{,}3 \cdot 10^6$ *кгс/см²*; $l_1/l_d = 1{,}29$, то $f_c = 150$ *гц*, а радиальная вибрация сердечника будет

$$\delta_c = \frac{4}{3} \cdot \frac{(2 \cdot 0{,}82)^2 \cdot 56 \cdot 2{,}5^3}{1{,}3 \cdot 10^6} \cdot \frac{1}{1 - (100:150)^2} = 0{,}00445 \text{ см} = 44{,}5 \text{ мкм}.$$

На рис. 7-101 в относительных единицах показано изменение собственной частоты f_c и вибрации сердечника в зависимости от высоты спинки сердечника h_a. Увеличение h_a является эффективным методом снижения вибрации, поскольку при этом уменьшается статический прогиб сердечника и происходит отстройка от вынуждающей частоты $2f$. Однако при этом сильно возрастает масса и внешний диаметр D_a спинки сердечника. Большое увеличение, как правило, неприемлемо по технико-экономическим показателям машины.

Рис. 7-101. Зависимости [illegible] и радиальной вибрации δ_c [illegible] колебаний) сердечника статора от высоты спинки h_a/R_{z1}

R_{z1} — диаметр по [illegible]

Обычно стремятся ограничить вибрации δ_c и собственные частоты f_c в тех пределах, которые были оговорены выше.

В последнее время наметилась тенденция к расположению направления прокатки холоднокатаной стали вдоль зубцов сердечника. Особенно это бывает полезным при увеличении индукции в воздушном зазоре машины.

В настоящее время большое распространение получила система радиальной вентиляции активной стали. При такой системе активная сталь по длине разбивается на отдельные пакеты, разделенные вентиляционными каналами. Ширина каналов и пакетов зависит от системы охлаждения обмоток статора и ротора.

При косвенном охлаждении обмотки статора ширина пакетов должна быть относительно невелика, так как через боковую поверхность пакетов отводятся потери, выделившиеся не только в активной стали, но и частично

в меди обмотки. Большой расход газа в машине требует выполнения большого количества вентиляционных каналов, причем скорость движения газа в каналах оказывается достаточно высокой.

У машин с косвенным охлаждением ширина пакета обычно составляет $b_p = 30 \div 50$ *мм*. Более узкий пакет принимается при воздушном охлаждении. Машины с водородным охлаждением могут иметь пакет около 50 *мм*. Ширина вентиляционного канала обычно принимается $b_к = 10$ *мм*.

При непосредственном охлаждении обмотки статора, тем более водой, тепловая нагрузка на активную сталь становится значительно меньше. Потери, выделившиеся в зубцовой зоне сердечника, частично отводятся водой, протекающей по полым проводникам обмотки. Ширина пакета здесь может быть поэтому выбрана несколько большей, $b_p = 50 \div 60$ *мм*.

Вентиляционный канал может быть шириной 5—10 *мм*. Каналы шириной 5 *мм* позволяют уменьшить ширину пакета и повысить скорость движения газа. Последнее обстоятельство должно учитываться в тех случаях, когда расход газа через машину относительно мал.

Как правило, все пакеты стали могут иметь одинаковую ширину. Однако крайние пакеты, в которых выделяются дополнительные потери от торцевых потоков рассеяния, с целью более интенсивного охлаждения выбираются относительно меньшей толщины.

Иногда при косвенном охлаждении обмотки статора и одноструйной схеме вентиляции практикуется выполнение пакетов, расположенных ближе к середине машины, меньшей толщины, чем удаленные. Этим достигается более равномерное распределение газа по длине машины. Применяются и другие системы охлаждения сердечника статора, в частности аксиальная, тогда в сегментах выштамповываются специальные вентиляционные отверстия.

Выбор толщины листа электротехнической стали производится из условий потерь и экономичности. В турбогенераторах обычно применяется сталь толщиной 0,35 или 0,5 *мм*. Применение более тонкой стали может привести к некоторому снижению потерь. Однако использование ее приводит к повышенным затратам на вырубку сегментов, лакировку и сборку. Поэтому сталь 0,35 *мм* особенно большое распространение получает при частоте сети 60 *гц*.

В любом случае следует добиваться того, чтобы распределение индукции по толщине листа носило равномерный характер, т. е. чтобы эффект вытеснения потока не проявлял себя. Это условие, как известно, обеспечивается, если толщина листа δ_{Fe} меньше, чем эквивалентная глубина проникновения электромагнитной волны $\lambda = \sqrt{2 : (\omega\mu\gamma)}$.

Обычно проводимость γ электротехнической стали составляет $(2 - 1{,}67) \cdot 10^4$ $1/(ом \cdot см)$; принимая $\mu = 0{,}4\pi \cdot 10^{-8}\mu_e$, *гн/см*, где μ_e — относительная магнитная проницаемость и $\omega = 2\pi f$, при $f = 50$ *гц* получим

$$\lambda + 5{,}05 : \sqrt{\mu_e}.$$

Если принять $\mu_e = 4000$, то эквивалентная глубина будет $\lambda = 5{,}05 \frac{1}{\sqrt{4000}} = 0{,}08$ *см* $=$ $= 0{,}8$ *мм*.

Толщина лаковой изолирующей пленки, покрывающей листы электротехнической стали, составляет обычно 15—20 *мкм*; с учетом этого, а также с учетом технологического заполнения пакета сталью, связанного с разнотолщинностью и коробоватостью листов, коэффициент заполнения k_c принимается 0,93 для стали толщиной 0,5 *мм* и 0,90 для стали толщиной 0,35 *мм*.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 1. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ ВЫБОР РАЗМЕРОВ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ

Асинхронные машины являются наиболее массовым типом электрических машин переменного тока из применяемых в промышленности и используются главным образом в качестве двигателей как общепромышленного применения, так и специализированного. Очень редко асинхронные машины используются в качестве генераторов, так как при этом они должны потреблять из сети реактивную мощность для возбуждения. Ни один другой тип электрических машин не отличается таким разнообразием конструкций и модификаций как по условиям эксплуатации, так и по условиям установки (главные из них были описаны в шестой главе), таким диапазоном мощностей (от долей ватта до десятков тысяч киловатт) и скоростей вращения (от нескольких десятков до десятков тысяч оборотов в минуту).

По электромагнитным характеристикам различают двигатели с обычными требованиями (кратность максимального момента 1,7—2,2; пускового 0,9) и повышенными требованиями к характеристике момента. В связи с этим применяются несколько типов роторов: короткозамкнутые роторы с одной беличьей клеткой (при отсутствии особых требований); короткозамкнутые глубокопазные и двухклеточные роторы, позволяющие получить больший пусковой момент за счет явления вытеснения тока, но имеющие несколько худшие по сравнению с одноклеточными рабочие характеристики; двигатели с массивным ротором (с практически равномерной моментной характеристикой) и, наконец, двигатели с фазным ротором, позволяющие получить большой пусковой момент при малом пусковом токе за счет включения в цепь ротора на время пуска внешних сопротивлений.

При массовом производстве общепромышленных типов асинхронных двигателей малой и средней мощности крупные машины изготовляются мелкими сериями, а очень крупные — по индивидуальным заказам; кроме того, некоторые модификации могут не изготовляться в массовом производстве, однако масштабы производства и применения асинхронных двигателей настолько велики по сравнению с другими типами машин, что при их проектировании на первое место выступает экономический подход. Этому способствует еще и то обстоятельство, что асинхронные машины по роду своего применения редко бывают машинами предельной мощности (в отличие от турбо- и гидрогенераторов или синхронных компенсаторов), и поэтому некоторые ограничения на основные размеры не накладываются в процессе разработки проекта, а это позволяет варьировать переменные в более широком диапазоне и затрудняет получение лучшего из приемлемых, или оптимального, решения. С другой стороны, при разработке индивидуальных заказов довольно часто можно выполнить машину на уже имеющихся сердечниках и решить вопрос, какой из типоразмеров лучше подходит для применения.

Для асинхронных машин справедливы все соотношения между основными размерами, параметрами и нагрузками, полученные во второй главе настоящей книги, и, следовательно, справедливы все закономерности конструктивных рядов, если их относить к полной мощности якоря асинхронной машины. Примеры таких рядов приведены на рис. 2-9. Из этих рисунков видно, что зоны допустимых значений главных размеров (τ, τl) имеют заметную ширину, причем все ограничения при этом выдерживаются. Аналогичный разброс — заметную ширину — можно проследить в зонах значений технико-экономических показателей (масса на единицу мощности и т. п.). Такой разброс значений главных размеров, их отклонения от теоретического ряда вызваны, во-первых, конечностью диапазона типоразмеров, о чем уже говорилось, а, во-вторых, тем обстоятельством, что экономические показатели не всегда могут быть достаточно точно учтены в начале проектирования.

При выборе главных размеров асинхронной машины, как и любой электрической машины переменного тока, возможно несколько подходов, на которых мы остановимся. При проектировании асинхронной машины обычно задается активная мощность P_a, напряжение U, частота f и число полюсов $2p = 120f/n_c$, число фаз статора, тип ротора, кратность максимального и пускового моментов, маховой момент и — при определенных требованиях заказчика — нижние границы $\cos\varphi$ и к. п. д. Кроме того, задается ряд других величин, оговоренных в стандартах и нормах (например, температуры).

1. Выбор главных размеров асинхронных машин при ограничении по окружной скорости. Этот случай может иметь место при проектировании весьма мощного быстроходного асинхронного двигателя (3000 *об/мин* и выше), при проектировании машины на повышенную частоту или для привода с частотным регулированием (на верхнем пределе частоты и скорости вращения). Во всех случаях, когда выгодное по другим критериям значение окружной скорости (диаметра, полюсного деления) получается больше максимального возможного по условиям прочности, целесообразно выбрать его равным максимальному возможному по условиям «прочности».

Для этого можно воспользоваться формулой

$$\tau_{max} = \frac{v_{окр\,max}}{2fk_y}, \tag{8-1}$$

где k_y — коэффициент угона (для асинхронных машин общепромышленного типа $k_y = 1{,}2$; для двигателей собственных нужд ГЭС $k_y = 1{,}5$); $v_{окр\,max}$ — максимальное значение окружной скорости, составляющее для шихтованного ротора 150—170 *м/сек*, для массивного ротора с клеткой 200 - 220 *м/сек*, для массивного ротора без клетки — до 240 *м/сек*.

Для определения длины сердечника l необходимо задаться значениями к. п. д. и $\cos\varphi$, чтобы найти значение полной мощности

$$P = \frac{P_a}{\eta\cos\varphi} \tag{8-2}$$

и определить длину по уравнению

$$l = \frac{P}{0{,}116k_{об}D^2nAB_1} \approx \frac{0{,}39P}{pfB_1A\tau^2}, \tag{8-3}$$

находя A и B_1 по кривым рис. 2-9 для данного τ.

Считая, что линейная нагрузка пропорциональна $\sqrt{\tau x_к}$, получим длину

$$l \approx \frac{3{,}1P}{D^{2,5}n^{1,5}x_к^{0,5}}; \tag{8-4}$$

необходимую величину $x_к$ предварительно определяем по заданным значениям $\cos\varphi$ и M_{max}:

$$\cos\varphi \approx \frac{x_0 - x_к}{x_0 + x_к}; \qquad M_{max} \approx \frac{x_0 + x_к}{2x_0x_к}, \tag{8-5}$$

что облегчается кривыми рис. 8-1.

Для машин с максимальным возможным по условиям прочности полюсным делением удается обеспечить выполнение заданных величин, если найти x_0 по формуле (2-43) (в среднем $x_0 \lessgtr 2{,}5 \div 4$) и определять $x_к$ для данных машин по формуле:

$$x_к \approx 2x_1 = 2\cdot 2{,}5\cdot 10^{-6}\,\frac{A}{B_1}\cdot\frac{h_п}{\tau b_п/l}. \tag{8-6}$$

Вообще же значение $x_к$ предварительно можно определить по формуле

$$x_к \approx 2x_1' \approx 10^{-6}\,\frac{A}{B_1}\,\lambda_\Sigma', \tag{8-7}$$

... λ_Σ' — суммарная магнитная проводимость путей рассеяния статора и [illegible], зависящая от полюсного деления (рис. 8-2).

Верхней границе зоны λ_Σ' соответствует на рис. 8-2 [illegible] B_1, и наоборот, нижней границе B_1 — нижняя граница λ_y'.

При проектировании погружных двигателей, ротор которых вращается [illegible] (такие двигатели применяются для электробуров, насосов, для [illegible] нефти и воды из скважин и тому подобных целей), окружная [illegible] ограничивается сверху из-за чрезмерного роста механических потерь [illegible] ротора о жидкость. Аналогичная картина может иметь место [illegible] двигателей компрессоров, работающих в потоке газа высокого давления [illegible]. В этих случаях, задавшись отношением механических потерь к мощности

$$\frac{Q_{тр}}{P} = k\frac{l^2\tau^2}{AB_1}, \tag{8-8}$$

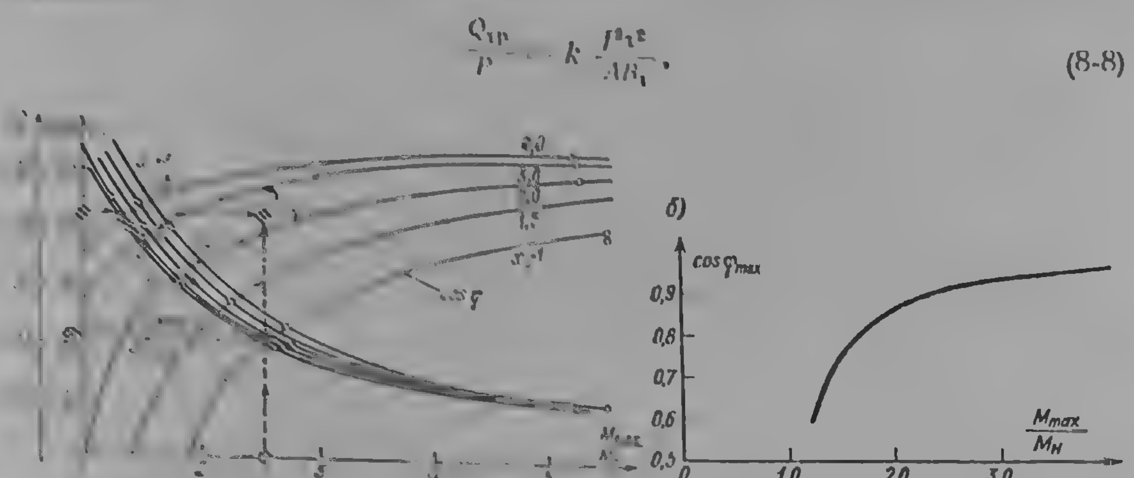


Рис. 8-1. К предварительному определению параметров по номинальным данным асинхронной машины

на основании соответствующих формул (см. § 8-2) определяют предельное значение полюсного деления

$$\tau_{max} \leqslant \frac{1}{l}\sqrt{\frac{Q_{тр}}{P}\cdot\frac{AB_1}{k}} \tag{8-9}$$

и длину по формуле (8-3).

2. **Выбор главных размеров по среднестатистическим данным построенных машин.** Воспользовавшись кривыми рис. 2-9, можно определить значения τl, τ, l, $h_п$ и других геометрических размеров активной зоны якоря (статора) асинхронной машины, а также значения электромагнитных и тепловых нагрузок. Ориентируясь на известный прогресс в электромашиностроении, можно принять нагрузки несколько большими или размеры несколько меньшими средних значений, однако почти всегда можно быть уверенным в том, что приемлемый вариант машины удовлетворяет всем ограничениям. Выбор размеров по данным кривых, подобных рис. 2-9, не исключает учета прогресса в электромашиностроении не только, так сказать, вслепую, но и с выбором его направления. Такие кривые могут быть построены по опорным точкам, полученным в результате проектирования серий машин, рассчитанной на еще не созданные, но уже разрабатываемые изоляционные материалы, стали, новые методы охлаждения и тому подобные усовершенствования, или скорректированы по каталожным данным фирм, частично уже применяющих эти усовершенствования.

Б. Н. Кузнецов [8-1, 8-2] проанализировал данные ряда серий асинхронных машин и установил зависимости мощности от размеров, выбрав за базисную величину наружный диаметр якоря D_a:

$$P = kD_a^{2+m'}\,ln,$$

где m' в среднем составляет 0,8 для защищенного исполнения и 0,5 для закрытого обдуваемого, а k зависит от качества применяемых материалов и для

более прогрессивных конструкций растет с увеличением коэффициента заполнения пазов медью и допустимого нагрева обмотки в соответствии с положениями, рассмотренными в главе 2.

Однако выбор размеров по средним зависимостям не дает ясного ответа на вопрос об экономичности машины, и для экономического подхода к выбору главных размеров этот метод дает возможность сузить зону поиска, но не окончательно провести поиск.

Выбор размеров при подборе имеющихся штампов сердечников сводится к выбору типоразмеров, ближайших к среднему значению, по кривым рис. 2-9 с пересчетом параметров в относительных единицах (см. § 8-2). Длина в этих случаях выбирается по ограничениям M_{max}, cos φ и т. п.

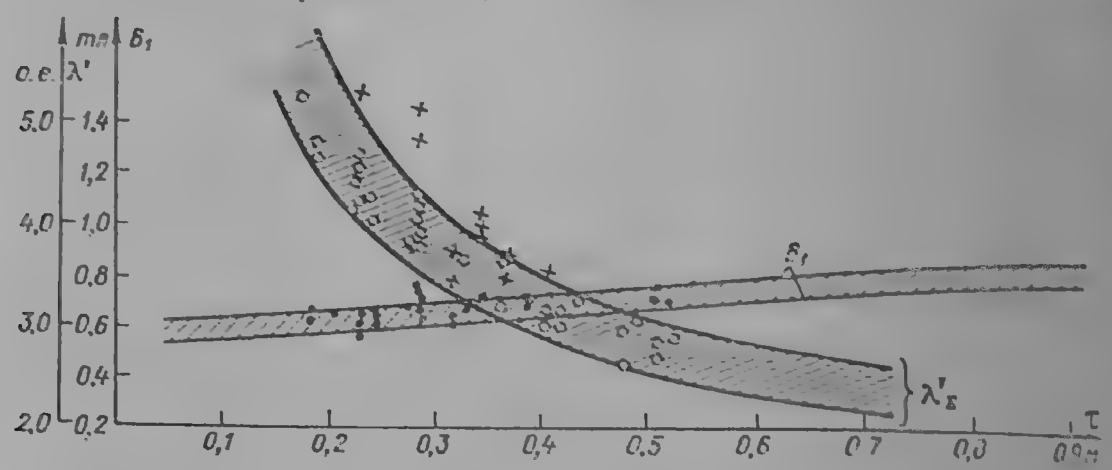


Рис. 8-2. К определению среднего значения проводимости рассеяния

3. Определение зоны изменения главных размеров для экономического выбора размеров. Экономический выбор главных размеров по минимуму приведенной стоимости подробно описан ниже (см. § 10-6). Он основан на определении для каждого возможного значения Dl $\left(\frac{2p\tau}{\pi} l\right)$ отношения D..., доставляющего экстремум приведенной стоимости. Значение Dl определяется индукцией в зазоре B_1 и числом витков обмотки w_1, зона изменения Dl может быть предварительно определена по кривым рис. 2-9 в зависимости P п.

Как можно заметить из рис. 2-9, зона изменения τl в зависимости от P, достаточно широка; это значит, что возможно достаточно большое число комбинаций главных переменных τ, l, w_1, удовлетворяющих ограничениям.

Для правильного выбора τ и l, а также для дальнейших расчетов нужно уточнить заранее заданную или выбранную в процессе проектирования величину cos φ, проверить возможность ее реализации. Если значение cos φ в начале проектирования определено правильно, то расчет параметров асинхронной машины можно уверенно вести в относительных единицах, так же как для синхронной машины (см. гл. 9) задаваться размерами активной зоны и проверять их по тепловым ограничениям, не опасаясь, что уточнение cos φ по круговой диаграмме внесет существенные поправки в проведенные расчеты.

Крайние точки зоны изменения τl в среднем учитывают ряд ограничений (по размерам, электромагнитным и тепловым нагрузкам и т. п.). Для ограничения числа допустимых сочетаний τ, l и w_1 при выборе размеров по минимуму приведенной стоимости удобно воспользоваться диаграммой на рис. 8-3.

Кривые, ограничивающие зоны изменения τ и l, дают в сочетании очень большую зону допустимых комбинаций произведения τl при заданном значении P/p. Однако, если воспользоваться ограничением, представленным кривой во II квадранте,

$$\frac{w}{U_\Phi} = f\left(\frac{P}{p}\right) = \frac{2{,}5B_1 l}{\tau l}, \qquad (8\text{-}10)$$

то по величине $\frac{w}{u}$ можно определить зону допустимых значений τl и по ней построить зависимости $\tau(l)$ при $\tau l = \text{const}$ (IV квадрант).

Наложив эти кривые на предварительно построенную в IV квадранте зону изменения τ и l, получим еще более узкий диапазон значений τ и l. На рис. 8-3 показан пример пользования диаграммой. После определения

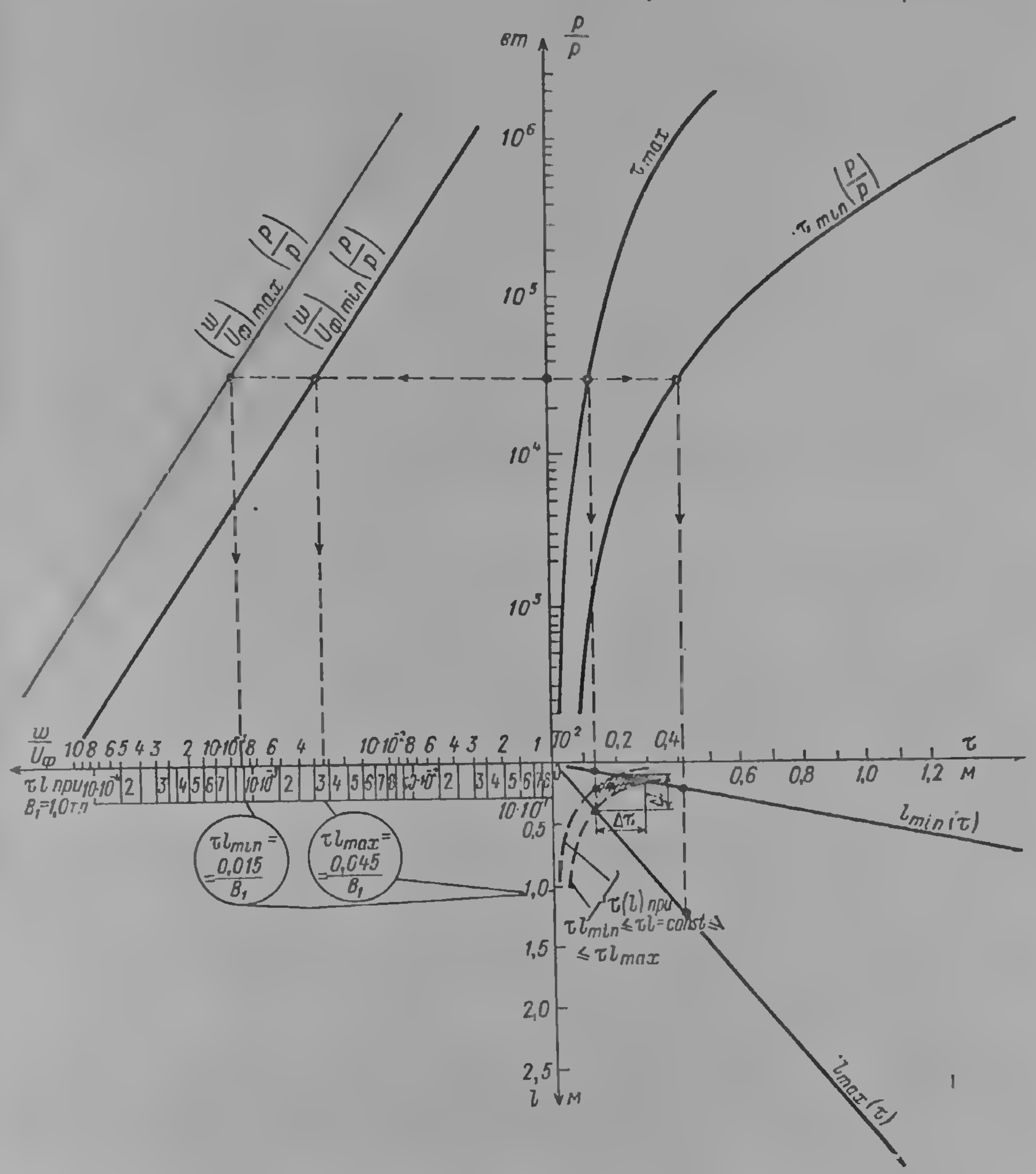


Рис. 8-3. Определение зоны допустимых значений главных размеров и чисел витков при проектировании асинхронных машин

многоугольника, ограниченного кривыми $\tau l = \text{const}$, при B_{1max} и B_{1min}, прямыми $l_{max}(\tau)$ и $l_{min}(\tau)$, проще всего провести дальнейшие экономические расчеты для вершин этого многоугольника (вначале для наиболее удаленных друг от друга), по методу, изложенному ниже (см. § 10-6).

Рассмотренные способы выбора главных размеров на начальной стадии проектирования не исчерпывают всех особенностей асинхронных машин. Необходимо отметить, что для машин с тяжелыми условиями пуска выбранное значение диаметра должно быть проверено на термическую стойкость (см. главу 2).

4. Выбор электромагнитных нагрузок и размеров активной зоны. Линейная нагрузка асинхронной машины определяется при выбранных главных размерах τ и l_i значениями реактивностей, тепловыми ограничениями и экономическими показателями. В начале проектирования можно выбрать A в зависимости от τ с помощью (8-7), по кривым рис. 2-9 или по аналогии с построенными машинами. При этом можно выбрать высоту паза в зависимости от τ, а его ширину определить по линейной нагрузке и плотности тока (2-10) приняв предварительно $b_п/t = 0{,}35 \div 0{,}5$ и воспользовавшись для проверки размеров паза ограничением величины перепада температуры в изоляции $\vartheta_i = \frac{jA_1 t_1 \rho}{2(h_п + b_п)} \cdot \frac{\Lambda_i}{\lambda_i}$, *град*. Значение $k_з$ определяем по (8-38).

Высота статора выбирается по приближенному соотношению

$$h_{a1} \approx (0{,}13 \div 0{,}25)\,\tau, \tag{8-11}$$

так чтобы наружный диаметр сердечника статора

$$D_a = D_i + 2h_п + 2h_a = \frac{2p\tau}{\pi} + 2h_п + 2h_a \tag{8-12}$$

был ближайшего стандартного размера из следующего ряда стандартных диаметров (*мм*): 133, 153, 180, 208, 243, 291, 343, 393, 458, 520, 590, 660, 740, 850, 990, 1080, 1180, 1430, 1730, 2170, 2600, 3250, 4250.

Отношение, называемое коэффициентом наружного диаметра $k_D = D_a/D_i$,
лежит обычно в пределах:

$2p$	2	4	6	8—10	Более 12
k_D	2,05—1,65	1,75—1,45	1,55—1,35	1,45—1,3	1,35—1,2

Дальнейшее уточнение размеров активной зоны производится после выбора числа пазов.

В асинхронных машинах относительно малой мощности применяются обычно многовитковые катушечные обмотки из мягких секций — так называемые всыпные обмотки, однослойные или двухслойные. Объем тока в пазу такой обмотки может при проектировании изменяться относительно малыми ступенями. В средних и крупных машинах, как правило, применяются многовитковые катушечные обмотки из жестких секций, подробно описанные в главе 9. В асинхронных машинах применяются чаще всего обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу статора. Предварительно число пазов статора можно выбрать по кривым рис. 2-9, воспользовавшись зависимостями $t_1(\tau)$:

$$z_1 = \frac{\pi D_i}{t_1} \tag{8-13}$$

с округлением до ближайшего целого, кратного $6p$.

Обычно число пазов на полюс и фазу асинхронных двигателей

$$2 \leqslant q = \frac{\tau}{3t_1} \leqslant 12, \tag{8-14}$$

а размеры зубцового деления находятся в пределах от 1 до 5 *см*.

Бóльшие значения t_1 и объема тока в пазу

$$I_п = IS_п/a \tag{8-15}$$

позволяют уменьшить расход изоляции, что важно для высоковольтных машин; меньшие значения t_1, а следовательно, и открытия паза $b_п$ позволяют уменьшить добавочные потери и намагничивающий ток.

Число параллельных ветвей обмотки статора a выбирается в крупных машинах максимальным возможным, чтобы уменьшить сечение одного витка катушки, облегчить ее изготовление и снизить добавочные потери. В машинах средней и малой мощности a выбирается не слишком большим, чтобы не ухудшать заполнение паза. Максимальное возможное число параллельных ветвей при целом q — это число пар полюсов p (при дробном q — см. § 9-3).

В целом число пазов статора и число пазов короткозамкнутого ротора подчиняются ряду условий, ограничивающих применение некоторых чисел пазов ротора из-за повышенного содержания высших гармонических в кривой н. с. Вот эти условия:

1. $z_1 \neq z_2$; $z_2 \neq 2z_1$; $z_2 \neq 0{,}5z_1$.
2. $z_2 \neq 6kp$; $k = 1, 2, 3, \ldots$
3. $z_2 \neq 2p\,(3k + 1)$; $k = 1, 2, 3, \ldots$
4. $z_2 \neq z_1 \pm kp \pm i$; $z_2 \neq 0{,}5z_1 \pm p, \ldots$
   $z_2 \neq z_1 - 6p \pm i$; $z_2 \neq 2z_1 \pm 2p$;
   $k = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$; $i = 0, 1, 2, 3, 4$.
5. $z_2 \neq 6kp \pm 1$; $z_2 \neq 6kp \pm (2p \pm 1)$.
6. $z_2 \leqslant 1{,}25\,(z_1 \pm p)$.

В табл. 8-1 приведены рекомендуемые для применения числа пазов короткозамкнутых двигателей. Числа пазов на полюс и фазу фазных роторов принимаются обычно также целыми, но меньшими, чем число пазов на полюс и фазу статора.

Выбрав числа пазов статора и ротора, можно уточнить предварительно выбранное число витков на фазу статора

$$w_1 = \frac{z_1 s_{п1}}{2ma_1} \tag{8-16}$$

и обмоточный коэффициент статора, равный произведению коэффициентов укорочения, распределения и скоса,

$$k_{об\,1} = k_{у1} k_{р1} k_{ск}, \tag{8-17}$$

$$k_{у1} = \sin \frac{y_1}{3q} \cdot \frac{\pi}{2},$$

$$k_{р1} = \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{q_1 \sin \frac{\pi}{6q_1}} \text{ для 60-градусной фазной зоны,} \tag{8-18}$$

$$k_{р1} = \frac{\sin \frac{\pi}{3}}{q_1 \sin \frac{\pi}{3q_1}} \text{ для 120-градусной фазной зоны:}$$

q	1	2	3	4	5	7
$k_{р1}$ для зоны 60° . .	1	0,965	0,96	0,958	0,957	0,955
$k_{р1}$ для зоны 120° . .	1	0,867	0,847	0,837	0,834	0,828

$$k_{ск} = \frac{2 \sin \frac{\alpha_{ск}}{2}}{\alpha_{ск}}; \quad \alpha_{ск} = \frac{2pb_{ск}}{D_2}.$$

После этого можно уточнить правильность выбора главных размеров и размеров зубцовых зон статора и ротора по значениям индукций и другим ограничениям.

Предварительный расчет индукций на отдельных участках магнитной цепи производится после округления наружного диаметра сердечника статора до стандартного, внутреннего диаметра — до ближайшего кратного 0,5 *мм*, а также после определения диаметра ротора и длин сердечников.

Наружный диаметр ротора

$$D_{а2} = D_i - 2\delta, \tag{8-19}$$

где δ — величина воздушного зазора.

Рекомендуемые числа пазов короткозамкнутых асинхронных двигателей

[illegible]	[illegible]	z_2	
		Без скоса	Со скосом
[illegible]	12	9*, 15*	—
	18	11*, 12*, 15*, 21*, 22*	14*, 19*, 22*, 28*, 31, 33, 34, 35, (18), (30)
	24	15*, 16*, 17*, 32, (16)	26
	30	22, 38	(18), 20, 21, 23, 37, 39, 40, (24)
	36	26, 28, 44, 46	25, 27, 29, 43, 45, 47
	42	33, 34, 50, 52	—
	48	38, 40, 56, 58	37, 39, 41, 55, 57, 59
4	12	9	15*
	18	10*, 14*	18*, 22*
	24	15*, 16*, 17*, (32)	16, (20), 30, 33, 34, 35, 36
	36	26, 44, 46	(24), 27, 28, 30, (32), 45, 48
	42	(34), (50), 52, 54	(33), 34, (38), (51), 53
	48	34, 38, 56, 58, 62, 64	(36, 39, 44), 40, 57, 59
	60	50, 52, 68, 70, 74	48, 49, 51, 56, 64, 69, 71
	72	62, 64, 80, 82, 86	61, 63, 68, 76, 81 83
[illegible]	36	26, 46, (48)	28*, 47, 49, 50
	54	44, 64, 66, 68	42, 43, 65, 67
	72	56, 58, 62, 82, 84, 86, 88	57, 59, 60, 61, 83, 85, 87, 90
	90	74, 76, 78, 80, 100, 102, 104	75, 77, 79, 101, 103, 105
8	48	(34), 36, 62, 64	35, 61, 63, 65
	72	58, 86, 88, 90	56, 57, 59, 85, 87, 89
	84	66, (68), 70, 98, 100, 102, 104	(68, 69, 71, 97, 99, 101)
	96	78, 82, 110, 112, 114	79, 80, 81, 83, 109, 111, 113
10	60	44, 46, 74, 76	57, 69, 77, 78; 79
	90	68, 72, 74, 76, 104, 106, 108, 110, 112, 114	70, 71, 73, 87, 93, 107, 109
	120	86, 88, 92, 94, 96, 98, 102, 104, 106, 134, 136, 138, 140, 142, 144, 146	99, 101, 103, 117, 123, 137, 139
12	72	56, 64, 80, 88	69, 75, 80, 89, 91, 92
	90	68, 70, 74, 88, 98, 106, 110	(71, 73), 86, 87, 93, 94, (107, 109)
	108	86, 88, 92, 100, 116, 124, 128, 130, 132	84, 89, 91, 104, 105, 111, 112, 125, 127
	144	124, 128, 136, 152, 160, 164, 166, 168, 170, 172	125, 127, 141, 147, 161, 163
14	84	74, 94, 102, 104, 106	75, 77, 79, 89, 91, 93, 103
	126	106, 108, 116, 136, 144, 146, 148, 150, 152, 154, 158	107, 117, 119, 121, 131, 133, 135, 145
16	96	84, 86, 106, 108, 116, 118, 120	90, 102
	144	122, 124, 132, 134, 154, 156, 164, 166, 168, 170, 172	138, 150

Примечание: 1. В скобки взяты числа пазов, не рекомендуемые вследствие возможного повышения вибраций.

2. Звездочкой отмечены числа пазов, применяемые в машинах малой мощности.

Минимальная величина воздушного зазора ограничивается сверху значением

$$\delta_{min} \geqslant 10^{-1} + 2 \cdot 10^{-2} \sqrt{Dl}, \text{ м.} \quad (8\text{-}20)$$

Применяемые в единых сериях величины зазоров показаны на рис. 8-4. Большие значения воздушного зазора применяются в машинах большей длины или более быстроходных.

Уменьшение cos φ вследствие увеличения воздушного зазора может быть скомпенсировано уменьшением реактивности рассеяния.

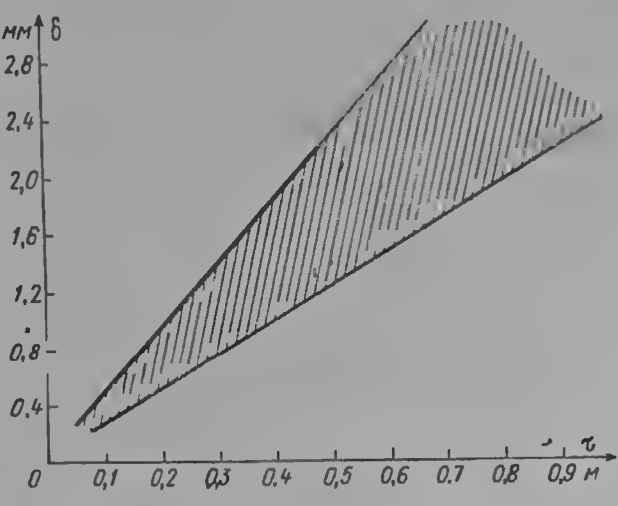


Рис. 8-4. Значения зазоров асинхронных двигателей

Внутренний диаметр сердечника ротора D_{i2} определяется обычно конструктивными соображениями. Минимальная высота спинки ротора, обеспечивающая приемлемое значение индукции, как правило, обеспечивается при отношении

$$k_d = \frac{D_{i2}}{D_{a2}} = 0,25 \div 0,4. \quad (8\text{-}21)$$

Длина магнитного сердечника статора l_{t1} и ротора l_{t2} (обычно l_{t2} больше l_{t1} на 10 *мм*),

$$l_{t2} = l_{t1} + 0,01, \text{ м}, \quad (8\text{-}22)$$

при радиальной вентиляции округляются до ближайшего значения, кратного целому числу пакетов стандартной ширины, разделенных радиальными вентиляционными каналами также стандартной ширины, так что длина железа без каналов l_1 и l_2 составляет:

$$l_1 = l_{t1} - n_{r1} b_{r1},$$
$$l_2 = l_{t2} - n_{r2} b_{r2}, \quad (8\text{-}23)$$

где n_r и b_r — число и ширина радиальных вентиляционных каналов (при чисто аксиальной вентиляции $l_{t1} = l_1$ и $l_{t2} = l_2$).

Чистая длина сердечника по стали с учетом коэффициента заполнения составит

$$l_{ef} = k_{ef} l_1, \quad (8\text{-}24)$$

где k_{ef} имеет следующую величину:

Толщина листа, *мм*	1,0	0,5	0,35	0,25	0,15
Значения k_{ef}:					
оксидированный лист	0,98	0,95	0,93	0,91	0,86
лакированный лист	0,97	0,93	0,91	0,88	0,81
оклеенный бумагой лист	0,95	0,90	0,87	0,84	0,75

При расчетах индукции в зазоре используется идеальная длина воздушного зазора l_δ:

$$l_\delta = l_1 = l_t - n_r b_r \quad \text{при } \delta < 1,5 \text{ мм},$$
$$l_\delta = l_t - n_r b_r' \quad \text{при } \delta \geqslant 1,5 \text{ мм}.$$

Значения b_r' в зависимости от δ и b_r таковы:

δ, *мм*	1,5	1,75	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
b_r' при $b_r = 10$ *мм*	7,4	7,1	6,8	6,3	5,8	5,5	5,1
b_r' при $b_r = 15$ *мм*	12,4	12	11,7	11,0	10,4	9,8	9,3

При расчетах магнитной цепи и определении индукций в разных ее участках пользуются значением внутренней э. д. с. при холостом ходе

$$E=\frac{U_ф}{1+\sigma_1}, \qquad (8\text{-}25)$$

где σ_1 — коэффициент рассеяния статорной обмотки,

$$\delta_1 \approx \frac{x_1}{x_m} \approx \frac{0{,}5x_к}{x_m} \approx 3{,}3k_C k_н \lambda_1 \frac{\delta}{\tau q_1}. \qquad (8\text{-}26)$$

Здесь k_G — коэффициент Картера, $k_G = 1{,}3 \div 2{,}0$; $k_н$ — коэффициент насыщения, $k_н = 1{,}3 \div 1{,}7$; λ_1 — проводимость рассеяния статорной обмотки $\lambda_1 \approx 3 \div 8$; q_1 — число пазов обмотки статора на полюс и фазу.

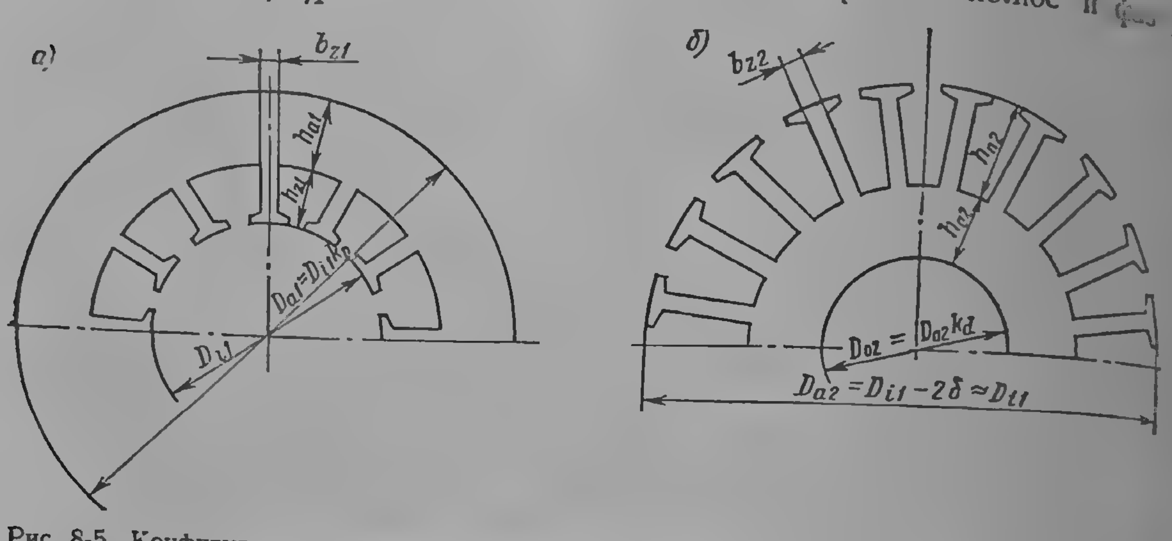


Рис. 8-5. Конфигурация поперечного сечения магнитной цепи асинхронной машины: *а* — статор; *б* — ротор

В среднем можно считать, что

$$\sigma_1 \approx (25 \div 30)\frac{\delta}{\tau q_1}, \qquad (8\text{-}27)$$

или определять σ_1 по выбранным в начале расчета x_0 и $x_к$ (рис. 8-1 и 8-2).

При прикидках принимают для крупных машин

$$\frac{1}{1+\sigma_1} \approx 0{,}97.$$

Воспользовавшись формулами (8-25)—(8-27), можно определить индукцию в воздушном зазоре по основной гармонической поля

$$B_1=\frac{E}{2{,}22\frac{f}{50}w_1 k_{об1}}\frac{p}{l_\delta D_i}, \text{ тл.} \qquad (8\text{-}28)$$

Для $f = 50$ *гц*

$$B_1=\frac{0{,}45E}{w_1 k_{об1}}\frac{p}{l_\delta D_i}, \text{ тл.} \qquad (8\text{-}29)$$

Для того чтобы иметь возможность проверить выполнимость обмотки, необходимо определить максимальную возможную и приемлемую по условиям расчета магнитной цепи площадь пазов, для чего следует найти индукции на стальных участках магнитной цепи. Эти индукции можно определить по следующим формулам. В зубцах статора (или ротора с подстановкой соответствующих размеров), согласно рис. 8-5,

$$B_{z1}=\frac{B_1 \pi D_i}{z_1 b_{z1}} \cdot \frac{l_\delta}{k_{ef} l_1}. \qquad (8\text{-}30)$$

В ярме статора (или ротора с подстановкой соответствующих размеров)

$$B_{a1}=\frac{B_1 D_i}{2ph_{a1}}\cdot\frac{l_\delta}{k_{ef} l_1},\ \text{тл}. \tag{8-31}$$

Обычно принимаемые значения индукций (*тл*) находятся в следующих пределах:

В зазоре B_1	при $2p=2$	0,55—0,75
	при $2p>2$	0,7—1,0
В зубцах статора B_{z1}		1,3—2,1
В ярме статора B_{a1}		1,1—1,5
В зубцах ротора B_{z2}		1,3—2,2
В ярме ротора B_{a2}		1,1—1,6

Для определения максимального возможного суммарного сечения пазов найдем сечения зубцов и спинок

$$B_{z\,\substack{\max\\\min}}=\frac{B_1\pi D_i}{zB_{z\,\substack{\min\\\max}}}\cdot\frac{l_\delta}{k_{ef} l_1};\qquad h_{a\,\substack{\max\\\min}}=\frac{B_1 D_i}{2pB_{a\,\substack{\min\\\max}}}\cdot\frac{l_\delta}{k_{fg} l_1}. \tag{8-32}$$

Если желательно обеспечить примерно равные индукции в ярме и зубцах (по основной гармонической), должно соблюдаться соотношение: $zb_z\approx\approx 2p\pi h_a$.

Если же требуется обеспечить примерно равные индукции по фактической кривой поля, то $zb_z\approx 5{,}3ph_a$.

Определим крайние значения коэффициентов пазовости (отношение площадей пазов к площадям листов) для статора и ротора:

$$\left.\begin{aligned} k_{п1}&=1-\frac{z_1 b_{z1}[D_i(k_D-1)-2h_{a1}]+2\pi(D_i k_D-h_{a1})h_{a1}}{\frac{\pi}{2}D_i^2(k_D^2-1)},\\ k_{п2}&=1-\frac{z_2 b_{z2}[D_i(1-k_d)-2h_{a2}]+2\pi(D_i k_d+h_{a2})h_{a2}}{\frac{\pi}{2}D_i^2(1-k_d^2)}.\end{aligned}\right\} \tag{8-33}$$

Площадь всех пазов статора и ротора составит

$$\frac{\pi}{4}D^2(k_D^2-1)k_{п1}\quad \text{и}\quad \frac{\pi}{4}D^2(1-k_d^2)k_{п2}$$

соответственно, а площади одного паза будут

$$f_{п1}=\frac{\pi D_i^2(k_D^2-1)k_{п1}}{4z_1},\qquad f_{п2}=\frac{\pi D_i^2(1-k_d^2)k_{п2}}{4z_2}. \tag{8-34}$$

Задавшись предварительно значением произведения $\eta\cos\varphi$, по выбранному числу витков и пазов определяем значение линейной нагрузки статора

$$A_1=\frac{P_2}{mU_ф\eta\cos\varphi}\cdot\frac{s_{п1}}{a}\cdot\frac{1}{t_1},\ \frac{a}{м}. \tag{8-35}$$

При $m=3$ линейная нагрузка статора

$$\left.\begin{aligned} A_1&=\frac{P_2}{U_ф\eta\cos\varphi}\cdot\frac{2w}{t_1}=\frac{P_2}{U_ф\eta\cdot\cos\varphi}\cdot\frac{2wz_1}{\pi D_i};\ \frac{a}{м},\\ &\text{ротора}\\ A_2&\approx(0{,}85\div0{,}95)A_1.\end{aligned}\right\} \tag{8-36}$$

Поскольку объем тока во всем проводниковом слое составляет $\pi D_i A$, а площадь пазов $\frac{\pi}{4}D^2(k_D^2-1)k_{п1}$, то плотности тока в обмотках будут

$$j_1=\frac{4A_1}{D(k_D^2-1)k_{п1}k_{з1}}\quad \text{и}\quad j_2=\frac{4A_2}{D(k_D^2-1)k_{п2}k_{з2}}, \tag{8-37}$$

где $k_{з1}$ и $k_{з2}$ — коэффициенты заполнения пазов статора и ротора.

Коэффициент заполнения $k_з$ определяется размером обмоточного провода и напряжением обмотки:

$$k_з = k'_з k''_з, \tag{8-38}$$

где $k'_з$ — отношение площади, занимаемой изолированным проводом, к сечению голого проводника; для «круглого» провода (табл. 8-2 и 8-3)

$$k'_з = 0,785 \left(\frac{d'}{d}\right)^2, \tag{8-39}$$

для прямоугольного провода значения $k'_з$ определяются с помощью таблицы на стр. 299; $k_з$—коэффициент заполнения паза изолированной медью, составляет 0,4—0,45 для двухслойных всыпных обмоток, 0,45—0,55 — для однослойных всыпных обмоток на напряжение до 500 *в*, 0,5—0,62 — для двухслойных шаблонных обмоток на напряжение до 500 *в*; 0,4—0,5 — для двухслойных шаблонных обмоток на напряжение до 3000 *в* (точнее см. табл. 9-3).

Получив таким образом значения j и A и определив $f_п$, а по $h_п$ — ширину паза $b_п$, можно уточнить значение температурного перепада в изоляции паза

$$\vartheta_i = \frac{A^2 l^2 \rho}{f_п k_з 2 (h_п + b_п)} \cdot \frac{\delta_{из}}{\lambda_{из}}, \text{ град}, \tag{8-40}$$

которое не должно превышать нормы. Эта величина может быть найдена точно уже после вычерчивания эскиза паза и расчета его заполнения. Если температура обмотки далека от предельной, можно несколько уменьшить коэффициент пазовости, с тем чтобы снизить потери в сердечнике и намагничивающий ток, а также уменьшить расход изоляции.

При этом высота пазов статора и ротора изменяется при увеличении или уменьшении коэффициента пазовости различно, в зависимости от того, какую цель мы преследуем при проектировании магнитной цепи. Например, если задаются условием примерного равенства индукций в зубцах и спинках статора и ротора, то высота паза определяется через коэффициент пазовости и диаметр следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} h_{п1} &= \frac{D_i}{p + 0,59}\left(\varphi_1 + \sqrt{\varphi_1^2 + \psi_1}\right), \\ h_{п2} &= \frac{D_i}{p - 0,59}\left(\varphi_2 + \sqrt{\varphi_2^2 + \psi_2}\right), \end{aligned}\right\} \tag{8-41}$$

где

$$\left.\begin{aligned} \varphi_1 &= 0,25\,(k_D - 1)\,p - 0,28; \quad \psi_1 = 0,147\,(p + 0,59)\,(k_D^2 - 1)\,k_{п1} k_{ф.\,п1}, \\ \varphi_2 &= 0,25\,(1 - k_d)\,p - 0,28; \quad \psi_2 = 0,147\,(p - 0,59)\,(1 - k_d^2)\,k_{п2} k_{ф.\,п2}, \end{aligned}\right\} \tag{8-42}$$

$k_{ф.\,п1}$ и $k_{ф.\,п2}$ — коэффициенты формы пазов статора и ротора: для трапецеидального паза $k_{ф.\,п} = 1,06$; для овального — 1,14; для круглого — 1,28.

Изменяя $k_{п1}$ и $k_{п2}$ и определяя по (8-41) $h_{п1}$ и $h_{п2}$, получаем остальные размеры магнитной цепи по формулам:

$$\left.\begin{aligned} h_{a1} &= \frac{D_i (k_D - 1)}{2} - h_{п1}; \quad h_{a2} = \frac{D_i (1 - k_d)}{2} - h_{п2}; \\ b_{z1} &= \frac{\pi}{z_1}\left[D_i + h_{п1} - \frac{D^2}{4h_{п1}}\,(k_D^2 - 1)\,k_{п1} k_{ф.\,п1}\right]; \\ b_{z2} &= \frac{\pi}{z_2}\left[D_i - h_{п2} - \frac{D^2}{4h_{п2}}\,(1 - k_d^2)\,k_{п2} k_{ф.\,п2}\right], \end{aligned}\right\} \tag{8-43}$$

а затем и индукции по приведенным выше формулам (8-30), (8-31).

Сечения круглых проводников

Диаметр, *мм*	0,20	0,21	0,23	0,24	0,27	0,29	0,31	0,33	0,35	0,38	0,41	0,44	0,47
Сечение, *мм*²	0,0314	0,0346	0,0415	0,0491	0,0573	0,0661	0,0755	0,0855	0,0962	0,113	0,132	0,152	0,17
Диаметр, *мм*	0,51	0,55	0,59	0,64	0,69	0,74	0,8	0,86	0,93	1,06	1,08	1,16	1,25
Сечение, *мм*²	0,204	0,238	0,273	0,322	0,374	0,43	0,503	0,581	0,679	0,785	0,916	1,057	1,227
Диаметр, *мм*	1,35	1,45	1,56	1,68	1,81	1,95	2,1	2,26	2,44	2,63	2,83	3,05	
Сечение, *мм*²	1,43	1,65	1,91	2,22	2,57	2,99	3,46	4,01	4,68	5,43	6,2[illegible]	7,31	

Таблица [illegible]

Двусторонняя толщина изоляции проводников, *мм*

Марка провода	Диаметр, *мм*								
	0,2—0,25	0,28—0,29	0,31—0,35	0,38—0,49	0,51—0,69	0,72—0,96	1,0—1,45	1,5—2,1	2,26—5,2
ПЭЛШО	0,09	0,10	0,105	0,11	0,115	0,125	0,135	0,155	—
ПЭЛБО	0,125	0,155	0,16	0,165	0,170	0,18	0,21	0,21	—
ПЭЛБО	—	—	—	—	—	0,28	0,33	0,33	—
ПБО	0,10	—	0,12	0,12	0,12	0,12	0,14	0,14	—
ПБД	0,19	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,27	0,27	0,33
ПЭТСО	—	—	0,20	0,20	0,20	0,22	0,22	0,24	—
ПСД	—	—	0—23	0,23	0,25	0,25	0,27	0,27	0,33
ПДА	—	—	—	—	—	—	0,30	0,30	[illegible]

После уточнения размеров пазов статора и ротора можно вычертить эскиз магнитной цепи машины, определить длины витков обмоток и провести точный поверочный расчет, вводя необходимые поправки в предварительно найденные размеры, если результаты расчета укажут на такую необходимость.

8-2. МЕТОДИКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ТЕПЛОВЫХ РАСЧЕТОВ

1. Расчет магнитной цепи. Для расчета индукций и н. с. участков магнитной цепи в режиме холостого хода необходимо, как уже отмечалось в § 8-1, определить э. д. с. E и магнитный поток Φ. Определение индукций и н. с. производится на практике одним из двух методов: по основной гармонической поля и по фактической кривой с учетом насыщения.

При расчетах по первому методу коэффициент формы кривой индукции k в формуле для магнитного потока

$$\Phi = \frac{E}{4k_b f w_1 k_{об1}} \tag{8-44}$$

принимается равным 1,11 и, следовательно, определяется основная гармоническая потока.

Индукция в зазоре определяется как максимум синусоидальной кривой:

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\tau \alpha l_\delta}, \tag{8-45}$$

где α — коэффициент полюсного перекрытия, принимаемый в данном случае равным $2/\pi$.

Индукция в зубцовом слое также определяется в предположении, что $\alpha = 2/\pi$, однако удельная н. с. находится по действительной кривой поля с учетом ее упрощения из-за насыщения зубцов. Пересечение реальной кривой поля с основной гармонической получается в точке, отстоящей на угол $\varphi = 30 \div 36°$ от оси симметрии кривой, следовательно, за расчетную для зубцового слоя принимается не максимальная индукция B_z, а величина

$$B_{расч} = B_z \arccos\varphi \approx (0,87 \div 0,8) B_z. \tag{8-46}$$

В [8-3, 8-5] построены соответствующие кривые для удельной н. с. в зависимости от B_z

$$f_z = 1,22\psi\,(0,82 B_z) \tag{8-47}$$

и по этим кривым, непосредственно учитывающим уплощение кривой поля, производится расчет н. с.

При расчетах по второму методу значения α и k_B сразу принимаются зависящими от насыщения, для чего необходимо предварительно задаться коэффициентом насыщения зубцового слоя

$$k_{нz} = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta}$$

в диапазоне $k_{нz} = 1,2 \div 3$ и определить α и k_B по рис. 8-6 или по формулам:

$$\alpha = 0,64 + 0,14\sqrt{k_{нz} - 1}, \quad k_B = 1,1 - 0,045\,(k_{нz} - 1); \tag{8-48}$$

после чего удельные н. с. для зубцов определяются уже по основной кривой намагничивания, построенной без учета уплощения.

Если в процессе расчета выяснится, что коэффициент насыщения существенно отличается от ранее принятого значения, расчет по 2-му методу требуется повторить, однако повторение некоторых этапов требуется при сильных насыщениях и при расчетах по 1-му методу, например при сильном

отличии намагничивающего тока, а следовательно и значения $\eta \cos \varphi$ от первоначальных принятых. За исключением расчета величин α и k_B, а также кроме таблиц кривых удельных н. с., оба метода отличий не имеют; все формулы для расчета магнитной цепи асинхронной машины приведены в табл. 8-4 и 8-5.

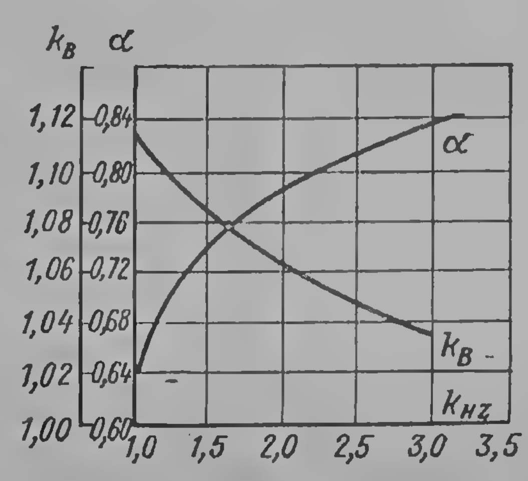


Рис. 8-6. К расчету магнитной цепи по 2-му методу

Индукция определяется для пазов с параллельными стенками в сечении на высоте 1/3 зубца ($B_{z1/3}$ по $Q_{z1/3}$), а для пазов трапецеидальной и овальной формы — в среднем сечении ($B_{z1/2}$ по $Q_{z1/2}$), поскольку ширина зубца меняется по высоте незначительно. В случае сильного насыщения индукцию находят в трех сечениях зубца и средняя н. с. определяется с помощью параболической интерполяции: $f_{расч} = (f' + 4f_{1/2} + f'') : 6$.

Расчет индукции и н. с. в зубцах роторов с трапецеидальными пазами при большом насыщении рекомендуется производить, как для зубцовой зоны ротора турбогенератора (по сечениям 0,2 и 0,7 высоты зубца), или, если требуется еще большая точность, — по кривым намагничивания для клиновидного тела (см. главу 3). Эти кривые можно применить и для расчета зубцов статоров.

При расчете индукции и н. с. в роторах с двумя клетками индукции подсчитываются для каждой клетки отдельно, а н. с. потом складываются. Так же ведется расчет н. с. для ярма двухполюсного двигателя с аксиальными от-

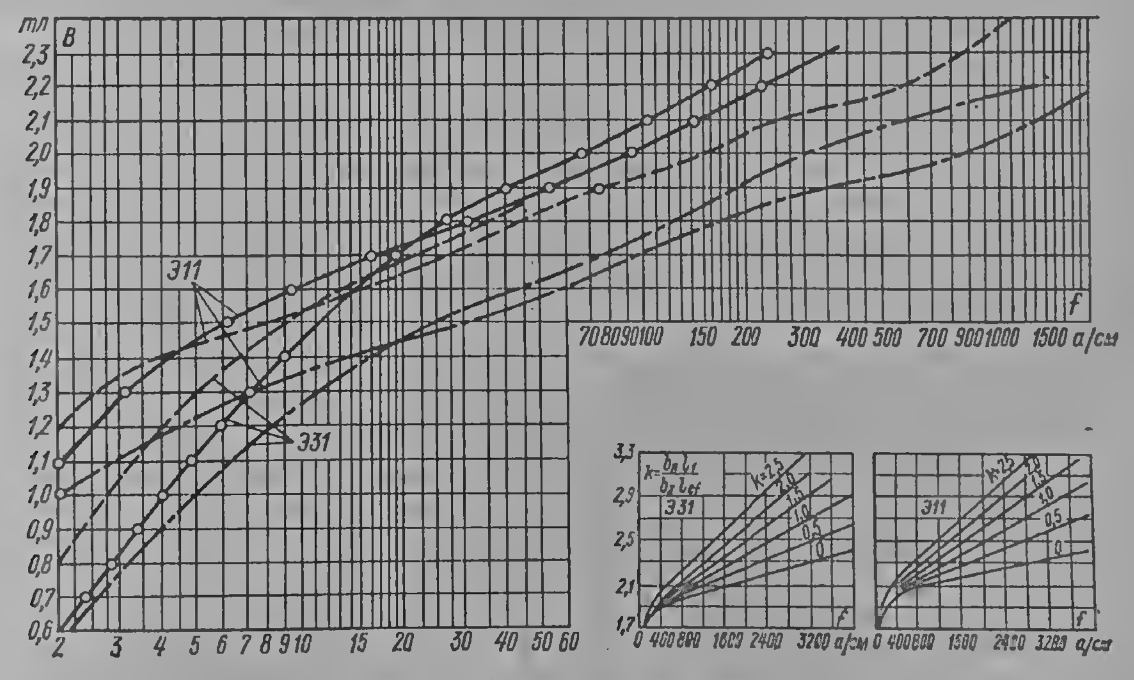


Рис. 8-7. Кривые намагничивания

——— зубцы с учетом уплощения, — — — ярмо, —·— основная кривая намагничивания

верстиями. Н. с. в этом случае определяется по основной кривой намагничивания.

Определив по табл. 8-4 н. с. всех участков магнитной цепи для режима холостого хода (при нескольких значениях напряжения U_Φ и э. д. с. E для построения характеристики холостого хода), суммируем н. с. всех участков:

$$F_\Sigma = F_\delta + F_{a1} + F_{z1} + F_{z2} + F_{a2} = F_\delta + F_{Fe}. \qquad (8\text{-}49)$$

Формула для расчета индукций и н. с. в магнитной цепи* асинхронной машины

Участок магнитной цепи	Индукция, *тл*	Намагничивающая сила,
Зазор	$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha Q_\delta}$	$F_\delta = 1{,}6\delta k_\delta B_\delta \cdot 10^6$
Ярмо статора	$B_{a1} = \frac{\Phi}{2Q_{a1}}$	$F_{a1} = f_{a1} L_{a1}$; f_{a1} см. по рис. 8-7
Зубцы статора	$B_{z1} = \frac{\Phi}{\alpha Q_{z1i}}$. При расчете по нескольким сечениям индукция определяется в каждом из них, $i = 1, 2, 3$	$F_{z1} = f_{z1} L_{z1}$. При расчете по трем сечениям $f_{z1} = \frac{f'_z + 4f''_z + f'''_z}{6}$; f_z см. по рис. 8-7
Зубцы ротора	$B_{zi} = \frac{\Phi}{\alpha Q_{z2i}}$. Для двухклеточного ротора B_{zi} определяется отдельно для каждой клетки	$F_{z2} = f_{z2} L_{z2}$. Для двухклеточного ротора $F_{z2} = f'_{z2} L'_{z2} + f''_{z2} L''_{z2}$; f_z см. по рис. 8-7
Ярмо ротора	$B_{a2} = \frac{\Phi}{2Q_{a2}}$. При $p = 1$ и осевых вентиляционных каналах, расположенных на диаметре $D_{к2}$, расчет проводится раздельно для двух зон: $B'_{a2} = \frac{\Phi}{2Q'_{a2}}$ — ярмо без отверстий, $B''_{a2} = \frac{\Phi k''_{a2}}{2Q''_{a2}}$ — с отверстиями; $k''_{a2} = \frac{D_{c2} - d_{к2}}{2h'_{a2}}$	$F_{a2} = f_{a2} L_{a2}$; f_a см. по рис. 8-7. При $p = 1$ и осевых каналах $F_{a2} = f'_{a2} L'_{a2} + f''_{a2} L''_{a2}$

* Сечения и длины участков магнитной цепи см. в табл. 8-5.

Таблица 8-5

Формулы для расчета размеров и массы участков магнитной цепи

Участок	Длина в осевом направлении	Ширина	Площадь	Длина силовой линии	Масса
Ярмо статора при n_{r1} радиальных каналах шириной b_{r1} и m_{a1} рядах осевых каналов диаметром d_{a1}	$l_{ef1} = k_{ef1}(l_{t1} - n_{r1}b_{r1})$	$h_{a1} = \frac{D_{a1} - D_i}{2} - h_{z1} - \frac{2}{3} m_{a1} d_{a1}$	$Q_{a1} = h_{a1} l_{ef1}$	$L_{a1} = \pi \frac{D_{a1} - h_{a1}}{2p}$	$G_{a1} = 7{,}8 Q_{a1} L_{a1} 2p \cdot 10^3$
Зубцы статора * (рис. 8-8)	l_{ef1}	$b_{z1/3} = t_{z1/3} - b_{п1}$; $t_{1/3} = \frac{\pi\left(D_i + \frac{2}{3} h_{z1}\right)}{z_1}$	$Q_{z1/3} = \frac{z_1 b_{z1\,1/3} l_{ef1}}{2p}$	$L_{z1} = 2h_{z1}$	$G_{z1} = 7{,}8 Q_{z1} L_{z1} p \cdot 10^3$
а. Поз. 1 и 2		$b'_{z1} = t'_1 - b_{п1}$; $t'_1 = t_1 = \frac{1}{z_1}(\pi D_i)$; $b''_{z1} = t''_1 - b_{п1}$; $t''_1 = \frac{\pi}{z_1}(D_i + 2h_{z1})$	$Q'_{z1} = \frac{z_1 l_{ef1} b'_{z1}}{2p}$, $Q''_{z1} = \frac{z_1 b''_{z1} l_{ef1}}{2p}$, $Q_z = \frac{z_1 l_{ef1}}{2p} \cdot \frac{b'_{z1} + b''_{z1}}{2}$		
б. Поз. 3 и 4		$b'_{z1} = t'_1 - d$; $t'_1 = \frac{\pi}{z_1}(D_i + d_1 + 2h_{s1})$; $b''_{z1} = t''_1 - d_1$; $t''_1 = \frac{\pi}{z_1}(D_i + 2h_{z1})$		$L_{z1} = 2h_z = 2(h'_z - 0{,}1d_1)$	
в. Поз. 5		$b'_{z1} = t'_1 - d_2$; $t'_1 = \frac{\pi}{z_1}(D_i + d_2 + 2h_s)$; $b''_{z1} = t''_1 - d_1$; $t''_1 = \frac{\pi}{z_1}(D_i + 2h'_{z1} - d_1)$			
Зазор	$l_\delta = l_t - n_r b'_r$	τ	$Q_\delta = l_\delta \tau$	$L_\delta = 2\delta k_C$. $k_C = k_{C1} k_{C2} = \frac{t_1 + 10\delta}{t_1 - b_{s1} + 10\delta} \cdot \frac{t_2 + 10\delta}{t_2 - b_{s2} + 10\delta}$	
Зубцы ротора (рис. 8-8) а. Поз. 6 и 7	$l_{ef2} = k_{ef2}(l_{t2} - h_{r2} b_{r2})$	$b_{z2\,1/3} = t_{2\,1/3} - b_{п2}$; $t_{2\,1/3} = \frac{\pi}{z_2}\left(D_{a2} - \frac{4}{3} h_{z2}\right)$	$Q_{z2\,1/3} = \frac{z_2 h_{z2\,1/3} l_{ef2}}{2p}$	$L_{z2} = 2h_{z2}$	

Продолжение табл. 8-5

Участок	Длина в осевом направлении	Ширина	Площадь	Длина силовой линии	Масса
б. Поз. 8, 9, 10	$l_{ef\,2} = k_{ef\,2}(l_{t\,2} - h_{r\,2} b_{r\,2})$	$b'_{z2} = t'_2 - d_1$; $t'_2 = \frac{\pi}{z_2}(D_{a2} - d_1 - h_{s2})$; $b''_{z2} = t''_2 - d_2$; $t''_2 = \frac{\pi}{z_2}(D_{a2} - 2h_{z2} + d_2)$; $b_{z2} = \frac{1}{2}\left(b'_{z2} + b''_{z2}\right)$	$Q_{z2} = \frac{z_2}{2p} b_{z2} l_{ef\,2}$	$L_{z2} = 2h_{z2}$	
в. Поз. 11	$l_e/2$	$b_{z2} = t_{z1/3} - 0{,}94d$; $t_{z1/3} = \frac{\pi}{z_2}\left(D_{a2} - \frac{2}{3}d - 2h_{s2}\right)$	$Q_{z2} = \frac{z_2}{2p} b_{z2} l_{ef\,2}$	$L_{z2} = 2d$	
г. Поз. 18		$b'_{z1/3} = t'_{z1/3} - b_{п2} + \frac{1}{3}\left(b_{п2} - b_{s2}\right)$; $t'_{z1/3} = \frac{\pi}{z_2}\left(D_{a2} - \frac{4}{3}h'_{z2}\right)$, $b''_{z1/3} = t''_{z1/3} - b'_{п2}$; $t''_{z1/3} = \frac{\pi}{z_2}\left[D_a - 2h_{z2} + \frac{2}{3}\left(h_{z2} - h'_{z2}\right)\right]$	$Q'_{z2} = \frac{z_2}{2p} b'_{z1/3} l_{ef\,2}$, $Q''_z = \frac{z_2}{2p} b''_{z1/3} l_{ef\,2}$	$L'_{z2} = 2h'_{z2}$, $L''_{z2} = 2\left(h_{z2} - h'_{z2}\right)$	$G_{z1} = 7{,}8 Q_{z1} L_{z1} p \cdot 10^3$
д. Поз. 19		$b_{z1/3} = t''_{z1/3} - b_{п2}$ Остальное как для поз. 18			
е. Верхняя клетка при круглом пазе, поз. 12, 13, 15, 16, 17		Как для поз. 11. При шахматном расположении пазов (поз. 16 и 17): $b'_{z2} = t'_{z1/3} - 0{,}94d_d - b_0$	—	—	
[illegible]		[illegible]			

Участок	Длина в осевом направлении	Ширина	Площадь	[illegible]	Масса
з. Нижняя клетка, поз. 12 и 17	l_{d2}	$b''_{z2} = t_{2\,1/3} - b_{пс}$; $t''_{2\,1/3} = \frac{\pi}{z_2}\left(D_{a2} - 2h_{z2} + \frac{2}{3} h_{пс}\right)$	$Q''_{z2} = \frac{z_2}{2p} b''_{z2} l_{ef2}$	$L''_{z2} = 2h_{пс}$	$G_{z1} = 7{,}8 Q_{z1} L_{z1} p \cdot 10^3$
и. Поз. 9, 10		$b''_{z2} = t''_2 - d_{c1}$; $t''_2 = \frac{\pi}{z_2}\left[D_{a2} - 2(h_{s2} + d_d + h_0) - d_{c1}\right]$; $b''_{z2} = t''_2 - d_{c2}$; $t''_2 = \frac{\pi}{z_2}\left(D_{a2} - 2h_{z2} + d_{c1}\right)$	$Q''_{z2} = \frac{z_2}{2p}\left(\frac{b''_{z2} + b''_{z2}}{2}\right) l_{ef2}$		
к. Поз. 8 и 11		$b_{z2} = t'_2 - 0{,}94 d_c$; $t''_2 = \frac{\pi}{z_2}\left(D_{a2} - 2h_2 + \frac{4}{3} d_c\right)$	$Q_{z2} = \frac{z_2}{2p} b''_{z2} l_{ef2}$	$L''_{z2} = 2d_c$	
Ярмо ротора. При n_{r2} радиальных каналах шириной b_{r2} и m_{a2} рядах осевых каналов диаметром d_{a2}: а. $2p > 2$		$h_{a2} = \frac{1}{2}(D_{a2} - D_{i2}) - h_{z2} - \frac{2}{3} m_{a2} d_{a2}$. При посадке пакета на вал $h_{a2} = \frac{1}{2}\left(D_{a2} - D_{i2} + \frac{1}{6} D_{i2}\right) - h_{z2} - \frac{2}{3} m_{a2} d_{a2}$	$Q_{a2} = h_{a2} l_{ef2}$	$L_{a2} = \frac{\pi (D_{i2} + h_{a2})}{2p}$	
б. $2p = 2$, зона отверстий, n_{a2} отверстий в ряду со средним диаметром $D'_{к2}$, зона без отверстий		$h'_{a2} = \frac{D_{a2}}{2} - h_z - m_{a2} d_{a2}$, $h''_{a2} = \frac{1}{2}\left(\frac{\pi}{2} D'_{к2} - \frac{n_{a2}}{2} d_{a2}\right)$	$Q'_{a2} = h'_{a2} l_{ef2}$, $Q''_{a2} = h''_{a2} l_{ef2}$	$L'_{a2} = 2h'_{a2}$, $L''_{a2} = 2d_{a2}$	

* Размеры пазов $h_п$, $b_п$, a, d принимаются в «штампе», т. е. с допуском на сборку (+0,5 *мм* по ширине паза и +0,2 *мм* по высоте).

** При большом насыщении определяется индукция в сечениях на высоте от дна паза 0,2 и $0{,}7h_{z2}$, как в роторе турбогенератора (см. гл. 7).

Коэффициент насыщения основным полем

$$k_\mu = F_\Sigma / F_\delta.$$

Намагничивающий ток и его линейная часть

$$I_\mu = \frac{0{,}37 p F_\Sigma}{w_1 k_{o5}}; \quad I_\delta = \frac{I_\mu}{k_\mu}.$$

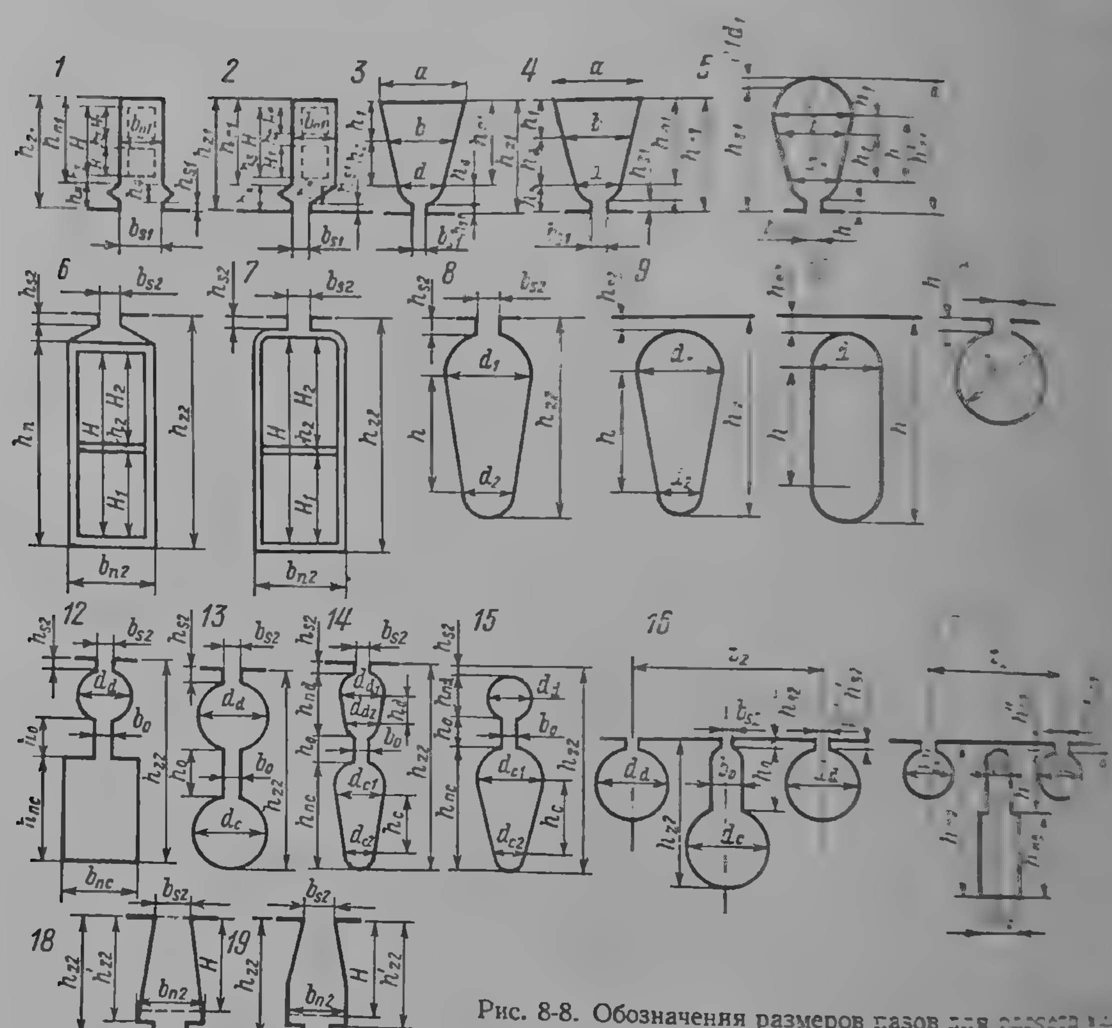


Рис. 8-8. Обозначения размеров пазов для расчета магнитной цепи и проводимостей рассеяния

Активная составляющая тока и полный ток холостого хода:

$$\left.\begin{aligned} I_{0a} &= \frac{1}{3U_\Phi}(Q_{Fe} + Q_R + Q_{Cu0}); \\ I_0 &= \sqrt{I_\mu^2 + I_{0a}^2} \approx I_\mu; \end{aligned}\right\}$$

где

$$Q_{Fe} \approx p_1 (1{,}8 B_{z1}^2 G_{z1} + 1{,}5 B_{a1}^2 G_{a1}), \ \text{вт};$$

$$Q_R \approx 0{,}042 D^3 l n^2, \ \text{вт}.$$

Реактивности контура намагничивания

$$x_\mu = \frac{E}{I_\mu} = \frac{1}{p^2 \delta k_C} [2{,}51 \cdot 10^{-6} m f (k_{o6} w_1)^2 D_i l_\delta] \frac{E}{U_\Phi k_\mu}, \ \text{ом};$$

$$x_0 = U_\Phi / I_\mu; \quad z_0 = U_\Phi / I_0.$$

Если при расчете выясняется, что при номинальном напряжении $k_\mu \geq 1{,}7$, а $\tau_1 \geq 0{,}05$, расчет нужно повторить, определив э. д. с. холостого хода по формуле

$$E_0 = \frac{U_\Phi}{(1+\tau_1)\sqrt{1+\rho_1^2}},$$

где $\quad$ (8-53)

$$\rho_1 = \frac{r_1}{x_1 + x_\mu}; \qquad \tau_1 = \frac{x_1}{x_\mu}.$$

Значения r_1 и x_1 определяются по формулам, приведенным ниже (см. п. 2 настоящего параграфа).

Если E_0 отличается от E более чем на 3%, расчет характеристики холостого хода нужно повторить, пользуясь E_0 вместо E, и в дальнейшем рассчитывать потери в сердечнике, x_μ и τ_1 по E_0, а не по E.

Для расчета рабочего режима двигателя определяются еще значения следующих параметров эквивалентной схемы замещения:

$$r_m = \frac{Q}{3I_{0a}^2}; \qquad z_m = \sqrt{r_m^2 + x_\mu^2}. \tag{8-54}$$

2. Расчет реактивностей и активных сопротивлений обмоток. *а. Формулы для расчета длин витков обмоток.* Длина витка обмотки статора или фазного ротора $l_a = 2(l_t + l_л)$.

Длина и вылет лобовой части обмотки статора с мягкими секциями:

$$l_{л1} = k_{л1}\frac{\pi(D_i + h_{z1})}{z_1}y + 2B_1 \qquad l_{в1} = k_{в1}\frac{\pi(D_i + h_{z1})}{z_1}y + B_1,$$

где y — шаг по пазам, а $k_л$, B_1 и $k_в$ приведены в таблице:

Число полюсов	Размеры: лобовые части не изолированы / лобовые части изолированы $k_{л1}$	$k_{в1}$	B_1, м
2	1,2 / 1,3÷1,45	0,26 / 0,44	0,01
4	1,3 / 1,35÷1,55	0,4 / 0,50	
6	1,4 / 1,45÷1,75	0,5 / 0,62	
≥8	1,5 / 1,55÷1,9	0,5 / 0,72	

Длина и вылет лобовой части обмотки ротора с мягкими секциями

$$l_{л2} = k_{л2}\frac{\pi(D_{a2} - h_{z2})}{z_2}y + B_2, \qquad l_{в2} = k_{в2}\frac{\pi(D_{a2} - h_{z2})}{z_2}y + B_2.$$

При числе полюсов $2p = 2$ $k_{л2} = 1{,}1$; $k_{в2} = 0{,}26$; $B_2 = 0{,}01$ *м*; при $2p \geq 4$ $k_{л2} = 1{,}15$; $k_{в2} = 0{,}3$; $B_2 = 0{,}01$ *м*.

11 Заказ 879

Длина и вылет лобовой части обмотки статора или ротора с жесткими секциями определяются по формулам:

$$l_{л1} = k_л \frac{\pi (D_i + h_{z1})}{z_1} y_1 + 2B + h_{z1}; \quad l_{в1} = k_в \frac{\pi (D_i + h_{z1})}{z_1} y_1 + B + \frac{h_{z1}}{2};$$

$$l_{л2} = k_л \frac{\pi (D_{a2} + h_{z2})}{z_2} y_2 + 2B + h_{z2}; \quad l_{в2} = k_в \frac{\pi (D_{a2} + h_{z2})}{z_2} y_2 + B + \frac{h_{z2}}{2},$$

где

$$k_л = \frac{1}{\sqrt{1 - m_c^2}}; \quad k_в = \frac{k_c}{2} m_c; \quad m_c = \frac{B_п + s}{t},$$

а s и B имеют следующие значения:

U, *в*	До 1000	До 4000	До 8000
s	3,5	5,0	6,5
B	25	35	45

Более точно можно рассчитать длины витков по чертежам или (для жестких секций) по формулам, приведенным в § 9-3.

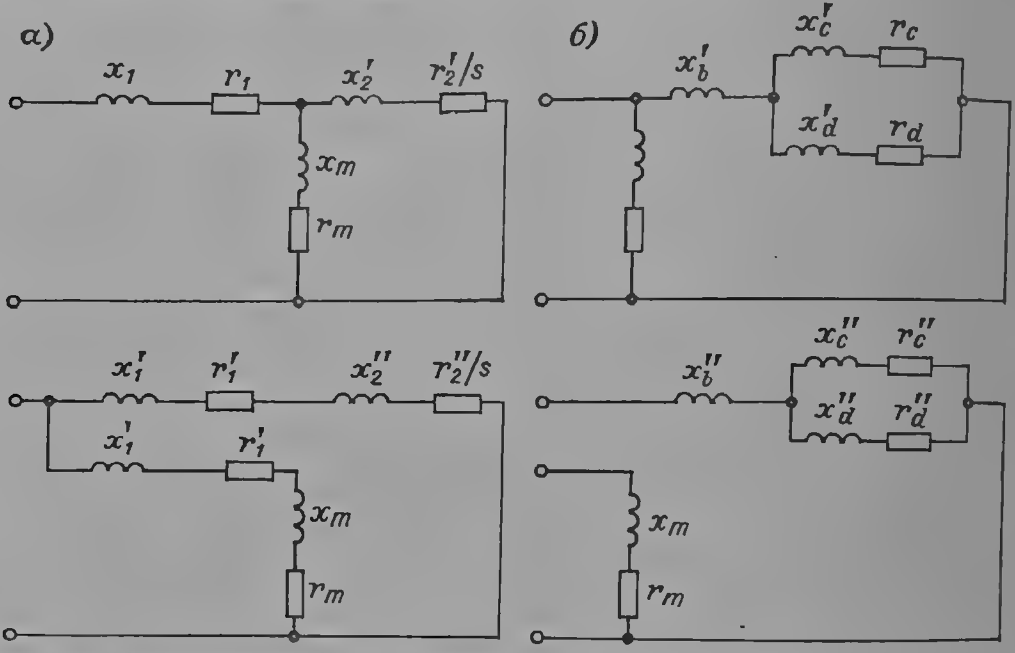


Рис. 8-9. Эквивалентные схемы замещения асинхронной машины: *а* — одноклеточный ротор; *б* — двухклеточный ротор

Индекс *d* соответствует верхней клетке

б. Формулы для расчета активных сопротивлений и реактивностей (эквивалентные схемы приведены на рис. 8-9).

1. Сопротивление фазы обмотки статора или фазного ротора (сечение одной параллельной ветви q_a при температуре t, °С и частоте f, *гц*:

$$r_a = k_t \frac{w l_a}{\gamma q_a a} k_{Rf}, \text{ ом},$$

где удельная электропроводность γ, $\frac{м}{ом \cdot мм^2}$, при 15° С составляет: меди 57, алюминия 35, латуни 16; температурный коэффициент k_t равен 1,24 для 75° С и 1,42 для 120° С; значения k_{Rf} см. в п. 5 настоящего параграфа.

2. Сопротивление стержня короткозамкнутой клетки ротора сечением q_b и длиной l_b

$$r_b = k_t \frac{l_b}{\gamma q_b} k_{Rf}, \text{ ом}.$$

3. Сопротивление короткозамыкающего кольца диаметром D_R и сечение q_R

$$r_R = k_t \frac{2\pi D_R}{z_2 q_R \gamma} \cdot \frac{1}{\Delta^2} \approx \frac{D_R z_2}{2\pi p^2 \gamma q_R}, \text{ ом}; \quad \Delta = \frac{2}{z_2} \sin \pi p \approx \frac{2\pi p}{z_2}.$$

4. Сопротивление короткозамкнутого ротора или каждой клетки двухклеточного ротора с раздельными кольцами

$$r_2 = r_b + r_k, \text{ ом.}$$

5. Сопротивление двухклеточного ротора, *ом*:

с раздельными кольцами

$$r_2 = \frac{r_d r_c}{r_d + r_c} = \frac{r_c}{1 + \alpha}, \quad \alpha = \frac{r_c}{r_d};$$

с общими кольцами

$$r_2 = \frac{r_{bd} r_{bc}}{r_{bd} + r_{bc}} + r_k, \quad \alpha_1 = \frac{r_{bc}}{r_{bd}}.$$

6. Реактивность обмотки статора на фазу

$$x_1 = \frac{0{,}4\pi f_1 l_{01} w_1^2}{10^6 p q_1} \lambda_{1\Sigma}, \text{ ом.}$$

7. Реактивность обмотки фазного ротора, приведенная к статору,

$$x_1' = \frac{2{,}4\pi f_1 l_{02} w_1^2 k_{об1}^2 \lambda_{2\Sigma}}{10^6 \cdot z_2 k_{об2}^2}, \text{ ом.}$$

8. Расчетная длина статора (ротора) $l_0 = l_t - 0{,}5 n_r b_r$, *м*.

9. Проводимость рассеяния статора (ротора) (см. также п. 11—13): $\lambda_\Sigma = \lambda_п + \lambda_л + \lambda_k$.

10. Реактивность короткозамкнутого ротора (приведенная к статору): с одной клеткой

$$x_2' = \frac{2{,}4\pi f_1 l_{0,2} w_1^2 k_{об1}^2 \lambda_{2\Sigma}}{10^6 z_2}, \quad \lambda_{2\Sigma} = \lambda_{п2} + \lambda_л + \lambda_k;$$

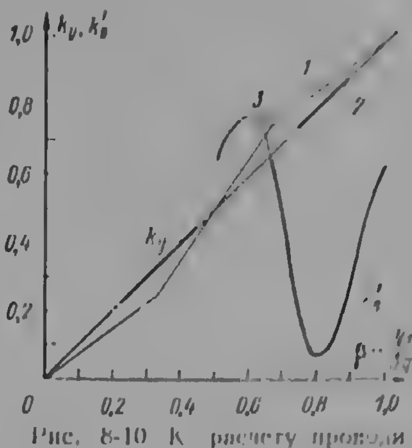


Рис. 8-10. К расчету проводимостей рассеяния

1 — k_y для трехфазной обмотки, 2 — k_y для двухфазной обмотки, 3 — точки, соответствующие 120 градусной фазной зоне

с двумя клетками для общего потока рассеяния

$$x_b' = \frac{2{,}4\pi f_1 l_{0,2} w_1^2 k_{об1}^2 \lambda_{2b}}{10^6 z_2},$$

где $\lambda_{2b} = \lambda_{пd} + \lambda_{k2} + \lambda_{лd}$ при отдельных кольцах, $\lambda_{2b} = \lambda_{пd} + \lambda_{k2} + \lambda_{k2}'$ при общих кольцах, $\lambda_{2b} = 0{,}5\lambda_{k2}$ при шахматном расположении пазов;

с двумя клетками для собственных потоков рассеяния

$$x_d' = \frac{1}{10^6 z_2} \cdot 2{,}4\pi f_1 l_{02} w_1^2 k_{об1} \lambda_{2d\Sigma}, \quad x_c' = \frac{1}{10^6 z_2} \cdot 2{,}4\pi f_1 l_{02} w_1^2 k_{об1}^2 \lambda_{2c\Sigma},$$

где $\lambda_{c\Sigma} = \lambda_{пc} + \lambda_{лc}'$ при отдельных кольцах, $\lambda_{c\Sigma} = \lambda_{пc}$ при общих кольцах, $\lambda_{d\Sigma} = \lambda_{пd} + \lambda_{k2} + \lambda_{лd}'$ и $\lambda_{c\Sigma} = \lambda_{пc} + 0{,}5\lambda_{k2} + \lambda_{лc}'$ при шахматном расположении пазов.

11. Пазовая составляющая проводимости рассеяния:

двухслойная обмотка

$$\lambda_п = 0{,}4\pi\,[\lambda_1 k_y + \lambda_2];$$

однослойная обмотка

$$\lambda_п = 0{,}4\pi\,[\lambda_1 + \lambda_2].$$

Здесь k_y см. на рис. 8-10, а λ_1 и λ_2 для пазов различной формы (см. рис. 8-8) определяются формулами:

	λ_1	λ_2
поз. 1 . . .	$\frac{H_1}{2b_п} + \frac{1}{b_п}(h_3 + h_4 + h_5)$	$\frac{H_1}{6b_п} + \frac{h_3}{4b_п}$
поз. 2, 6 . .	$\frac{H_1}{2b_п} + \frac{h_3}{b_п} + \frac{2h_1}{b_п + b_s} + \frac{h_s}{b_s}$	$\frac{H_1}{6b_п} + \frac{h_3}{4b_п}$
поз. 3 . . .	$\frac{h_2}{b + d} + \frac{h_s}{b_s} + 0{,}785$	$\frac{h_1}{6(a + b)} + \frac{h_2}{6(b + d)}$
поз. 4 . . .	$\frac{h_2}{b + d} + \frac{h_s}{b_s} + \frac{2h_4}{d + b_s}$	То же
поз. 7 . . .	$\frac{H_1}{2b_п} + \frac{h_s}{b_s}$	$\frac{H_1}{6b_п} + \frac{h_7}{4b_п}$
поз. 5 . . .	$\frac{h_2}{b + d_2} + \frac{h_s}{b_s} + 0{,}785$	$\frac{h_1}{6(b + d_1)} + \frac{h_2}{6(b + d_2)} + 0{,}05$

Для ротора (см. рис. 8-8):

Поз. 11 и верхняя клетка поз. 12, 13, 16, 17 $\lambda_п = 0,66 + \frac{h_s}{b_s}$; при закрытом пазе $\lambda_п = 0,66 + \lambda''$, λ'' см. на рис. 8-16; поз. 8 и верхняя клетка поз. 14 $\lambda_п = 0,66 + \frac{2h}{3(d_1 + d_2)} + \frac{h_s}{b_s}$; поз. 9 $\lambda_п = 0,66 + \frac{2h}{3(d_1 + d_2)} + \lambda''$;

поз. 10 $\lambda_п = 0,66 + \frac{h}{3d} + \lambda''$;

поз. 12, 17, нижние клетки, $\lambda_п = \frac{h_{пс}}{3b_{пс}} + \frac{h_0}{b_0} + \frac{h_s}{b_s''}$;

поз. 13, 16, нижние клетки, $\lambda_п = 0,66 + \frac{h_0}{b_0} + \frac{h_s}{b_s}$;

поз. 14, 15, нижние клетки, $\lambda_п = 0,66 + \frac{2h}{3(d_1 + d_2)} + \frac{h_0}{b_0}$;

поз. 18, 19, нижние клетки, $\lambda_п = \frac{2h}{3(b_п + b_s)}$.

12. Проводимость для потока рассеяния по головкам зубцов и для высших гармонических поля:

машина с фазным ротором

полузакрытые пазы

статор . . . . $\lambda_{k1} = \frac{(t_2 - b_{s2} - b_{s1})(0,4\beta_1 + 0,6)}{12,8\delta}$,

ротор ($\beta_2 = 1$) . . . . $\lambda_{k2} = \frac{t_1 - b_{s1} - b_{s2}}{12,8\delta}$.

полуоткрытые пазы

статор . . . . $\lambda_{k1} = \frac{t_1 k_{об\,1}^2}{9,5\,\delta k_C}\left[1 + k_{b1}'\left(\frac{z_1}{10p}\right)^2\right]$,

ротор . . . . $\lambda_{k2} = \frac{t_2 k_{об\,2}^2}{9,5\,\delta k_\delta}\left[1 + k_{b2}'\left(\frac{z_2}{10p}\right)^2\right]$,

значения k_B' см. на рис. 8-10.

ротор ($\beta_2 = 1$) . . . . $\lambda_{k2} = \frac{t_2}{9,5\delta k_C}\left[0,92 + 0,06\left(\frac{z_2}{10p}\right)^2\right]$;

машина с короткозамкнутым ротором

статор . . . . $\lambda_{k1} = \frac{t_1 k_{об\,1}^2}{9,5\,\delta k_C}$,

ротор . . . . $\lambda_{k2} = \frac{t_2}{9,5\,\delta k_G}$.

13. Лобовая составляющая проводимости рассеяния.

а. Двухслойная цепная обмотка

$$\lambda_л = 0,42\frac{q}{l_0}(l_л - 0,64\beta\tau)\,k_p^2.$$

б. Однослойная катушечная обмотка

$$\lambda_л = 0,84\frac{q}{l_0}(l_л - 0,64\tau).$$

в. Однослойная обмотка с трехплоскостными лобовыми частями

$$\lambda_л = 0,58\frac{q}{l_0}(l_л - 0,64\tau).$$

г. Обмотка короткозамкнутого ротора с одной клеткой или двухклеточного ротора для каждой клетки в отдельности

$$\lambda_л = \frac{2,9D_R}{z_2 l_0 \Delta^2}\lg\frac{4,7D_R}{2(a_R + b_R)}.$$

При кольце с поперечным сечением непрямоугольной формы вместо $a_R + b_R$ берется его полупериметр; в случае плотного прилегания кольца к сердечнику вместо $2(a_R + b_R)$ берется $a_R + b_R$.

14. Реактивности и активные сопротивления схемы замещения (см. рис. 8-9).

а. Активные сопротивления ротора, приведенные к статору, в Т-образной схеме замещения

фазный ротор	короткозамкнутый ротор
$r_2' = r_2\left(\frac{w_1 k_{об\,1}}{w_2 k_{об\,2}}\right)^2;$	$r_2' = r_2\frac{12 w_1^2 k_{об\,1}^2}{z_2}.$

б. Коэффициент рассеяния в Г-образной схеме замещения

$$\sigma_1 = 1 + \tau_1 = 1 + \frac{I_0 x_1}{U_{ф1} - I_0 x_1} = 1 + \frac{x_1}{x_m}.$$

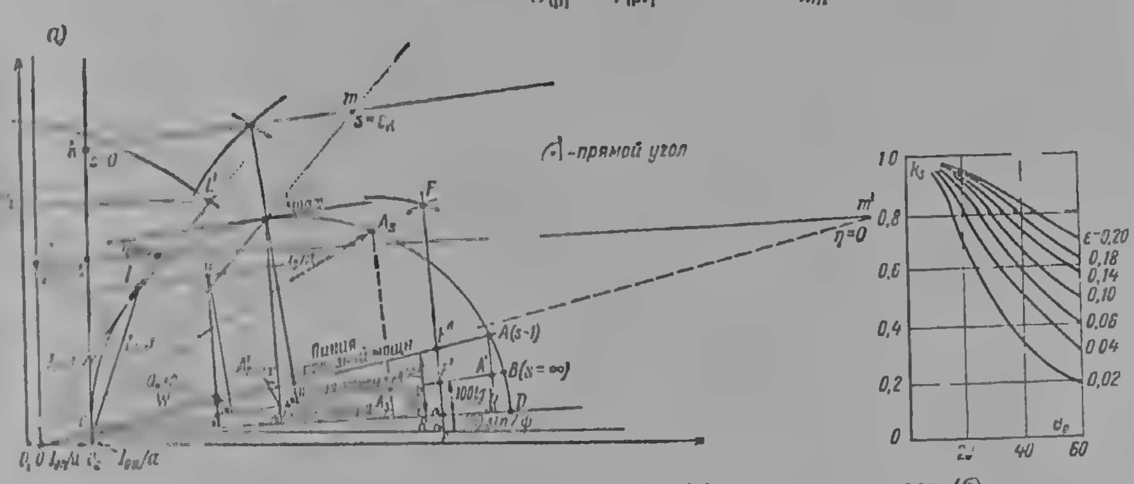


Рис. 8-11. Построение круговой диаграммы (а), учет скоса пазов (б)

в. Активные сопротивления и реактивности, приведенные к Г-образной схеме замещения:

статор . . . . $r_1' = r_1\sigma_1, \quad x_1' = x_1\sigma_1;$

ротор . . . . $r_2'' = r_2'\sigma_1^2, \quad x_2'' = x_2'\sigma_1^2.$

ротор с двумя клетками

общая реактивность . . . . $x_b'' = x_b'\sigma_1^2;$

верхняя клетка . . . . $x_d'' = x_d'\sigma_1^2;$

нижняя клетка . . . . $x_c'' = x_c'\sigma_1^2;$

полная реактивность при отдельных кольцах . . . . $x_2'' = x_b'' + \frac{x_c''}{(1+\alpha)^2};$

при общих кольцах . . . . $x_2'' = x_b'' + x_c''(1+\alpha_1)^{-2};$

при шахматном расположении пазов . . $x_2'' = x_b'' + x_c''(1+\alpha)^{-2} + x_d''\alpha^2(1+\alpha)^{-2}.$

г. Активное сопротивление и реактивность короткого замыкания цепи главного тока в Г-образной схеме замещения:

$$r_к = r_1' + r_2'', \quad x_к = x_1' + x_2''.$$

В гл. 2 при анализе упрощенной диаграммы мы применяем Т-образную схему замещения, обозначая $x_к = x_1 + x_m x_2'(x_m + x_2')^{-1}$, что соответствует параллельному включению контура намагничивания и контура главного тока. Эти величины отличаются множителем $1/\sigma_1^2$.

3. Расчет рабочего режима. Расчет рабочего режима может проводиться по круговой диаграмме и с помощью алгебраических формул, основанных на анализе круговой диаграммы.

а. Круговая диаграмма. При построении круговой диаграммы (рис. 8-11) необходимо произвести следующие вспомогательные вычисления. Диаметр круга токов рабочего режима $D_к = U_ф/x_к$. Углы поворота линий диаграммы относительно оси абсцисс:

линии центров (при реакторном пуске используется первая формула, как более точная)

$$\sin 2\psi = \frac{2(I_{0a}x_1 - I_{0r}r_1)}{x_m^2 + r_m^2} = \frac{2(x_1 r_m - r_1 x_m)}{x_m^2 + r_m^2} \approx \frac{2I_{0r}r_{1.75}}{U_ф};$$

линии моментов $(s = \infty)$

$$\operatorname{tg}\gamma_1 = \frac{r_1'}{x_к''};$$

линии полезной мощности $(s = 1{,}0)$

$$\operatorname{tg}\gamma_2 = \frac{r_к''}{x_к''}.$$

При построении круговой диаграммы (рис. 8-11, *а*) сперва определяется масштаб тока a ампер в 1 *мм* и масштаб мощности $w = 3U_ф a \cdot 10^{-3}$ *кет/мм*. Затем (в I квадранте для двигателя, во II — для генератора) строится треугольник тока холостого хода O_1O_2O с катетами $\frac{I_{0r}}{a} = \frac{I_\mu}{a} = O_1O_2$ и $\frac{I_{0a}}{a} = \frac{Q_0'}{w} = O_2O$. Из точки O проводится линия OP, параллельная оси абсцисс, и на расстоянии $OP = 100$ *мм* к ней восстанавливается перпендикуляр $PR = 100 \sin 2\psi$. Через точку R проводится линия центров окружностей тока OR. На этой линии от точки O откладывается отрезок $\overline{OD} = D_к/a$, *мм* — диаметр окружности токов рабочего режима, строится круг токов с центром на середине отрезка OD и из точки R к линии OR восстанавливается перпендикуляр RF. На нем откладывается $RF' = 100 \operatorname{tg}\gamma_1$ и $RF'' = 100 \operatorname{tg}\gamma_2$, через эти точки проводятся линии моментов OB и полезной мощности OA.

Проводится касательная к окружности токов, параллельная линии моментов, которая касается окружности в точке A_{max}, линия $A_{max}A_{max}'$ и параллельная ей линия AA', перпендикулярные к линии OD. Отрезок $A_{max}A_{max}'$ соответствует максимальному моменту, AA' — пусковому:

$$\frac{M_{max}}{M_н} = \frac{\overline{A_{max}A_{max}'}w}{P_{12}}; \quad \frac{M_п}{M_н} = \frac{\overline{AA'}w}{P_{12}}; \quad P_{12} = (P_2 + Q_R + Q_d)\frac{100}{100 - s}.$$

Произвольная точка на окружности токов A_s соответствует режиму, в котором момент равен $\overline{A_sA_s'}w\frac{1}{P_{12}}$ в долях номинального. Если провести прямую QL параллельно прямой OB на расстоянии TQ от последней,

$$\overline{TQ} = \frac{P_{12}}{w} = \frac{P_2 + Q_R + D_d}{w} \cdot \frac{100}{100 - s},$$

то точка пересечения этой прямой с окружностью токов будет концом вектора тока рабочего режима:

$$\overline{O_1L} = \frac{I_1}{a}; \quad \frac{\overline{OL}}{\overline{O_1L}} = \frac{I_2''}{I_1}; \quad \overline{OL} = I_2''\frac{1}{a}; \quad \frac{\overline{O_1A_{s-1}}}{\overline{O_1L}} = \frac{I''}{I_н}.$$

По круговой диаграмме легко определить токи в обмотках статора и ротора в номинальном режиме и при перегрузках: $I_1 = \overline{O_1L}a$, $I_2'' = \overline{OL}a$ и т. д. и рассчитать потери в номинальном или любом другом режиме.

Все величины, определяемые с помощью круговой диаграммы, могут быть рассчитаны также и по формулам. Для этого необходимо произвести следующие вычисления.

а. Параметры схемы замещения

$$\left.\begin{aligned}
x_1' &= x_1(1+\tau_1)\left(1+\rho_1\frac{r_1}{x_1}\right),\\
r_2'' &= r_2'(1+\tau_1)^2(1+\rho_1^2), \quad x_2'' = x_2'(1+\tau_1)^2(1+\rho_1^2),\\
r_к &= r_1' + r_2'', \quad x_к = x_1' + x_2'',\\
z_к &= \sqrt{r_к^2 + x_к^2}, \quad z_\infty = \sqrt{r_1^2 + x_к^2}
\end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}55)$$

б. Внутренняя мощность

$$P_{12} = P_2 + Q_R + Q_d. \qquad (8\text{-}56)$$

в. Активное и полное сопротивление номинального режима

$$\left.\begin{aligned}
R_н &= R'' + \sqrt{(R'')^2 - z_к^2}, \quad R'' = \frac{mU^2}{2P_{12}} - r_к;\\
z_н &= \sqrt{x_к^2 + (R_н + r_к)^2}.
\end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}57)$$

Если проверка вычислений по уравнению $P_{12} = mU^2R_н/z_н^2$ не даст совпадения, то при данных параметрах машина не развивает номинальной мощности.

С помощью полученных параметров определяются следующие номинальные величины.

а. Скольжение

$$s = \frac{r_2''}{r_2'' + R_н}. \qquad (8\text{-}58)$$

б. Токи в схеме замещения и их составляющие

$$\left.\begin{aligned}
I_2'' &= U_1/z_н,\\
I_{1a} &= I_{0a} + I_2''\left(\frac{r_к + R_н}{z_н}\frac{1-\rho_1^2}{1+\rho_1^2} + \frac{x_к}{z_н}\frac{2\rho_1}{1+\rho_1^2}\right),\\
I_{1r} &= I_{0r} + I_2''\left(\frac{x_н}{z_н}\frac{1-\rho_1^2}{1+\rho_1^2} - \frac{R_н + r_к}{z_н}\frac{2\rho_1}{1+\rho_1^2}\right),\\
I_1 &= \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1r}^2}; \quad \cos\varphi = \frac{I_{1a}}{I_1},
\end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}59)$$

а также потери, к. п. д. и т. п.

Задаваясь значениями P_2 и P_{12} (8-56), строят рабочие характеристики двигателя $I_1(P_2)$, $I_2'(P_2)$, $\cos\varphi(P_2)$, $M(P_2)$, $s(P_2)$ и т. п.

Отношения $\frac{r_к + R_н}{z_н}$ и $\frac{x_к}{z_н}$ для любого режима при скольжении s мы обозначим R_s/z_s и $x_к/z_s$.

Для режима максимального момента с параметрами схемы замещения

$$\left.\begin{aligned}
R_s &= z_\infty + r_1; \quad s_к = \frac{r_2''}{z_\infty}; \quad M_{max} = \frac{m_1U_1r}{2R_s}, \ вт;\\
z_s &= \sqrt{2z_\infty R_s}; \quad I_{2s}'' = \frac{U_1}{z_s}.
\end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}60)$$

При углубленных пазах или двойной клетке необходимо учесть влияние вытеснения тока и насыщение. Для пускового режима

$$M_п = m_1 I_2''^2 r_2'', \ вт \qquad (8\text{-}61)$$

с параметрами $s = 1{,}0$; $R_s = r_к$; $x_s = x_к$; $z_s = z_к$; $I_{2s}'' = \frac{U_1}{z_к}$ этот учет является обязательным и для одноклеточных роторов.

Скольжение и к. п. д. в рабочих режимах можно также определить с помощью круговой диаграммы, построив шкалу скольжения $\overline{km}$, параллельную линии моментов, масштабом для которой служит отношение $\frac{s_к}{\overline{km}}$, и шкалу к. п. д. $k'm'$, масштабом для которой служит длина отрезка $\overline{k'm'}$ линии, параллельной линии центров, заключенного между прямой $O'k'$ и прямой $O'm'$, параллельной линии полезной мощности, но проведенной выше нее на расстояние $\frac{Q_R + Q_d}{\omega}$ (см. рис. 8-11).

Расчет пусковой характеристики производится для скольжений $s = 1,0; 0,8; 0,6; 0,4; 0,2; 0,1; s_к$ с учетом насыщения и вытеснения тока. При скосе пазов ротора диаметр круга токов круговой диаграммы будет

$$D_{кs} = (D_к + I_0) k_s - I_0, \qquad (8\text{-}62)$$

где k_s — коэффициент, учитывающий скос пазов, или иначе

$$x''_{кs} = k_s x''_к. \qquad (8\text{-}63)$$

Если угол скоса

$$\theta_0 = \frac{t_{ск}}{\pi D_1} \frac{p\pi}{180}, \text{ град}, \qquad (8\text{-}64)$$

то k_s определяется по рис. 8-11, *б* или по формуле:

$$k_s = \frac{\left(1 + \frac{\varepsilon}{2}\right)^2 - 1}{\left(1 + \frac{\varepsilon}{2}\right)^2 - f_s}, \qquad (8\text{-}65)$$

где

$$f_s = \frac{\sin(\theta_0/2)}{(\theta_0/2)} \text{ и } \varepsilon = \frac{I_0}{D_к + I_0}. \qquad (8\text{-}66)$$

Если $k_s \geqslant 0,95$, то влиянием скоса можно пренебречь.

4. Расчет потерь и к. п. д. *а. Основные формулы.* 1. Потери в сердечнике при холостом ходе, *квт*:

основные

$$Q_{Fe} = 1{,}6 p_{a10} B_{a1}^2 G_{a1} (f : 50)^{1,5} + 1{,}8 p_{z10} B_z^2 G_z (f : 50)^{1,5} = Q_{a1} + Q_{z1},$$

добавочные см. ниже пп. 9—11; приближенно

$$Q'_{d0} \approx 2 \sqrt{\frac{t_1}{10} (k_{C1} - 1)^3}\, Q_{z1}.$$

Приближенно сумма основных и добавочных потерь в сердечнике при холостом ходе $Q_{Fe} = k'_{Fe} p_{10} \left[G_{a1} B_{a1}^2 + G_{z1} B_{z1}^2\right] \cdot 10^{-3}$,

при полуоткрытых пазах $k'_{Fe} = 2$,

при открытых пазах в случае ротора с контактными кольцами $k'_{Fe} = 2{,}6 \div 2{,}9$,

при открытых пазах и короткозамкнутом роторе $k'_{Fe} = 2{,}7 \div 3$.

Значения p_{10} см. в табл. 8-6.

2. Потери в обмотках, *квт*:

$$\text{статора } Q_{Cu1} = 3 I_1^2 r_{1.75} \cdot 10^{-3},$$

$$\text{ротора } Q_{Cu2} = 3 I_2''^2 r''_{2.75} \cdot 10^{-3},$$

добавочные — см. п. 10; приближенно $Q_d \doteq 0{,}005 P_1$.

3. Механические потери:

а. Аксиальная система вентиляции: $Q_R = k'_R n^2 D_{a1}^3 10^3$;

для машин малой мощности ($D_a \leqslant 0{,}25$ *м*) $k'_R = 2{,}9$; для машин средней мощности ($0{,}25 \leqslant D_a \leqslant 0{,}50$ *м*) $k'_R = 3{,}6$;

Таблица 8-6

Основные и добавочные потери в стали

Марка стали	Толщина листа	Основные потери, *вт/кг*	Коэффициенты добавочных потерь			
			Пульсационных k_0'	Поверхностных $\bar{k}_0$		
				Без обработки	При шлифовке	При обточке
Э 11	0,5; 0,35	3,3	0,32	1,8		2,5
Э 12	0,5; 0,35	2,8	0,3	1,6	1,8	2,3
Э 21	0,5; 0,35	2,5	0,28	1,5	1,7	2,2
Э 31	0,5	2,0	0,25	1,4	1,7	2,0
	0,35	1,6	0,18	1,0	1,2	1,4
Э 41	0,5	1,6	0,22	1,25	—	—
	0,35	1,35	0,16	0,88		
Э 42	0,5	1,44	0,21	1,20	—	—
	0,35	1,2	0.15	0,84		
Э 43	0,5	1,25	0,20	1,12	—	—
	0,35	1,05	0,14	0,80		
Э 43А	0,5	1,15	0,19	1,06	—	—
	0,35	0,95	0,12	0,75		
Э 330	0,5	$\frac{0,8}{1,2}$	0,16	0,88	—	—
	0,35	$\frac{0,6}{0,9}$	0,08	0,62	—	—
Конструкционная сталь	0,5—0,55	—	—	2,0	2,5	2,8
	1,0	—	—	4,5	5,0	5,5
	2,0			7,2	8,0	8,6
	Массив			23,3		
Чугун	Массив	—	—	17,5	—	—
Э 44	0,5					
	0,35	—	0,13	0,72	—	—
	0,2			0,42		
1Х13	0,5	—	—	0,24	—	—

для двигателей большой мощности $Q_R = k_R' n^2 D_{a1}^4 10^{-3}$; k_R' берется из таблицы:

$2p$	2	4	6	>8
k_R'	0,004	0,006	0,007	0,008

Если диаметр вентилятора больше D_a, то в формулы п. 3а нужно подставлять $D_{вент}$ вместо D_a. При пропеллерных (осевых) вентиляторах все коэффициенты k_R' уменьшаются в два раза.

б. Радиальная система вентиляции: $Q_R = 48 p \tau^3 (l_t + 0,5)$.

4. Полные потери: $Q_\Sigma = Q_{Cu\,1} + Q_{Cu\,2} + Q_{Fe} + Q_d + Q_R$.

5. Полная потребляемая мощность: $P_1 = P_2 + Q_\Sigma$.

6. Электромагнитная мощность ротора: $P_{12} = P_1 - (Q_{Cu\,1} + Q_{Fe})$.

7. К. п. д. $\eta = 1 - \frac{Q_\Sigma}{P_1}$.

8. Скольжение $s = Q_{Cu\,2}/P_{12}$.

Если в результате расчета потерь существенно уточняется значение P_{12}, принятое при построении круговой диаграммы, то построение необходимо повторить.

б. Дополнительные уточненные формулы. 9. Добавочные потери при холостом ходе (уточненный расчет):

а. Потери на поверхности ротора и на поверхности статора

$$Q_0'' = 3{,}3k_0''(B_\delta \varepsilon k_C)^2 k'' \pi D_i l_\delta \frac{t-b_s}{b_s} \sqrt{(f/50)^3 \frac{p}{z_1}},\ квт.$$

Значение k_0'' см. в табл. 8-6.

В первом случае k_0'' и $\frac{t-b_s}{b_s}$ берутся для ротора, k' (b_s/δ) и p/z определяются по пазу статора, а во втором случае — наоборот.

b_{s2}/δ	0,25	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	10	14	20
k'	0,1	0,2	0,5	2	4,5	6,6	10	12	13	11,2	16	18	[illegible]

б. Пульсационные потери в зубцах ротора и статора

$$Q_0' = k_0'(B_z C_p)^2 \left(f \frac{z}{p}\right)^2 G_z \cdot 10^{-3},\ квт.$$

Значения $C_p = f\left(\frac{b_s - 2\delta}{t}\right)$ см. на рис. 8-12.

При определении потерь в роторе k' и G_z берутся для ротора, а z/p и C_p для статора; при определении потерь в статоре — наоборот.

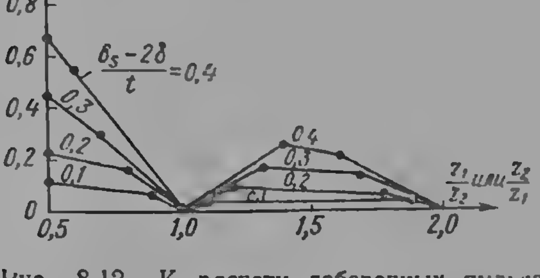


Рис. 8-12. К расчету добавочных пульсационных потерь

10. Добавочные потери при нагрузке:

а. Поверхностные

$$Q_н'' = 0{,}5Q_0''\left(\frac{At}{F_\delta}\right)^2 \frac{k_y k_н''}{k''},\ квт.$$

Значения k_y см. на рис. 8-10, k'' — см. в п. 9.

При определении потерь в роторе Q_0'' берут для ротора, а A, t, k'', $k_н''$, k_y — для статора; при определении потерь в статоре — наоборот.

b_{s2}/t	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
$k_н''$	0,5	0,35	0,25	0,16	0,1	0,05	0,025	0,01

б. Пульсационные

$$Q_н' = Q_0' \frac{Q_н''}{Q_0''},\ квт.$$

в. Добавочные потери в обмотке статора от вытеснения тока

$$Q_{d1} = 3(k_{f1} - 1) I_1^2 r_1 10^{-3},\ квт.$$

Коэффициент добавочных потерь $k_{\Phi 1}$ для малых и средних машин при размерах элементарного проводника по высоте

$$a_{Cu} \leqslant \frac{8}{\sqrt{\frac{S_п n}{n_ш} \frac{f}{50}}},\ мм,$$

числе активных сторон в пазу $S_п$, числе элементарных проводников n и числе их рядов по ширине паза $n_ш = 1$ или 2: $k_{\Phi 1} \approx 1$. Для крупных машин значения $k_{\Phi 1}$ см. в § 9-2, п. 3.

г. Добавочные потери в обмотке ротора при нагрузке

для фазного ротора см. п. «в»,

для короткозамкнутого ротора $f_2 = sf_1$:

$$Q_{d2} = 3(k_r - 1)(I_r'')^2 r_2'' \cdot 10^{-3} = 3(I_2'')^2 \Delta r_{2\xi}'' 10^{-3},\ квт.$$

Если $a \leqslant 0{,}8\sqrt{50:f}$, мм для меди и $a \leqslant 1{,}2\sqrt{50:f}$, мм для алюминия, то $k_r = 1{,}0$; $\Delta r_{r\xi}'' = 0$.

11. Сумма добавочных потерь $Q_d = Q_{d0} + Q_{dн}$:

а) холостого хода $Q_{d0} = Q_0' + Q_0''$,

б) короткого замыкания $Q_{dн} = Q_н'' + Q_н' + Q_{d1} + Q_{d2}$.

в. Дополнительные формулы для расчета потерь в особых случаях. 1. Механические потери на трение при вращении ротора в жидкости, *квт*:

а) на трение цилиндрической поверхности ротора

$$Q_{т1} = (C_{f1}\rho)\,0{,}45\cdot 10^{-6} D_{a2}^4 n^3 l_{t2};$$

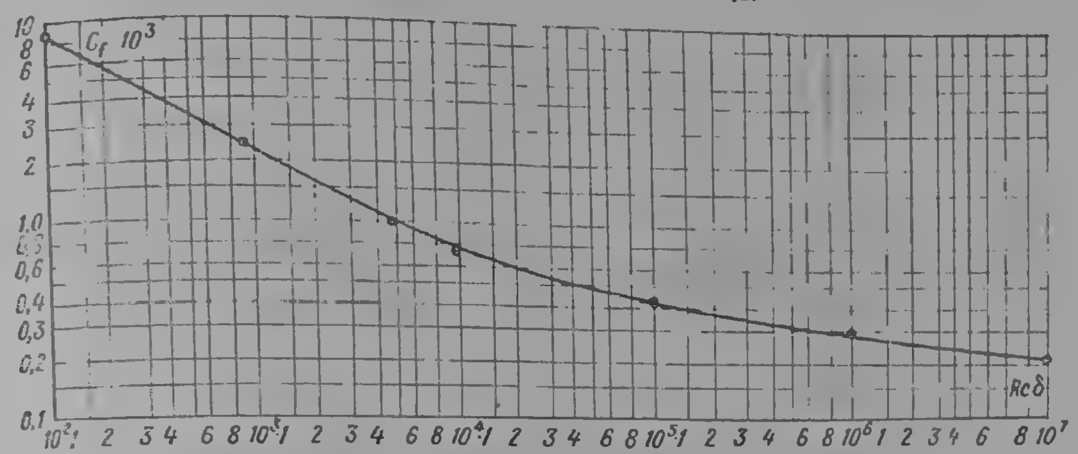


Рис. 8-13. К расчету потерь на трение

б) на трение торцов

$$Q_{т2} = (C_{f2}\rho)\,0{,}45\cdot 10^{-6}\left(\frac{D_{a2}+D_{t2}}{2}\right)^4 \frac{D_{a2}-D_{t2}}{2};$$

$$C_{f1} = f(\mathrm{Re}_\delta) \quad \text{и} \quad C_{f2} = f(\mathrm{Re}_R) \quad \text{см. на рис. 8-13.}$$

$$\mathrm{Re}_R = \frac{v_{окр} R}{\nu}; \quad \mathrm{Re}_\delta = \frac{v_{окр}\delta}{\nu};$$

в) на закручивание осевого расхода через зазор L', *м³/сек*:

$$Q_{з1} = 0{,}125 L'\rho\left(\frac{\pi D n}{60}\right)^2\cdot 10^{-3};$$

г) на закручивание осевого расхода L'' через каналы ротора

$$Q_{з2} = 0{,}5 L''\rho\left(\frac{\pi D n}{60}\right)^2\cdot 10^{-3}.$$

2. Потери в металлическом экране толщиной $\Delta_э$, отделяющем ротор от статора,

$$Q_э = \frac{p\tau^3\Delta_э l_t B_\delta^2}{\rho}\cdot 10^{-3}.$$

5. Учет вытеснения тока и насыщения сердечников полями рассеяния при расточке реактивностей и активных сопротивлений.

а. Формулы для расчета вытеснения тока. 1. Эквивалентная глубина проникновения тока в проводник (стержень) обмотки, находящейся в пазу,

$$\xi = 2\pi h\sqrt{\frac{b}{b_п}\frac{f}{\rho}\cdot 10^7},$$

для расчета активного сопротивления $h_r = \frac{h}{\varphi(\xi)} \approx \frac{h}{\xi}$, $h_x = h\varphi'(\xi) \approx \approx \frac{1{,}5h}{\xi}$; $\varphi(\xi)$ и $\varphi'(\xi)$ см. на рис. 8-14,

для расчета реактивности при $\xi \geqslant 2$ $\varphi(\xi) \approx \xi$ и $\varphi'(\xi) \approx \frac{1{,}5}{\xi}$.

Если высоту проводника измерять в сантиметрах, то для меди $\xi = 0{,}9h\sqrt{f:50}$, для алюминия $\xi = 0{,}66h\sqrt{f:50}$.

2. Площадь сечения проводника обмотки с учетом вытеснения:

а) для прямоугольного паза (см. рис. 8-8, поз. 1, 2, 6, 7, 12 — нижняя клетка) $q_r = q_{Cu}h_r/h$;

б) для овального паза (например, поз. 8 на рис. 8-8)

$$q_r = \frac{\pi d_1^2}{8} + \frac{d_1 + b_r}{2}\left(h_r - \frac{d_1}{2}\right), \quad b_r = d_1 \frac{d_1 - d_2}{h_2}\left(h_r - \frac{d_1}{2}\right).$$

3. Добавочное сопротивление

$$\Delta r_\xi = r\,\frac{0{,}5l_a}{l_t}\left(\frac{q_{Cu}}{q_r} - 1\right);$$

4. Коэффициент увеличения сопротивления.

$k_r = (r + \Delta r)/r$; если $0{,}5l_a \approx l_t$, то $k_r = q_{Cu}/q_r \approx h/h_r = \varphi(\xi) \approx \xi$.

Для проводников различного сечения $k_r = f(\xi)$, см. на рис. 8-15.

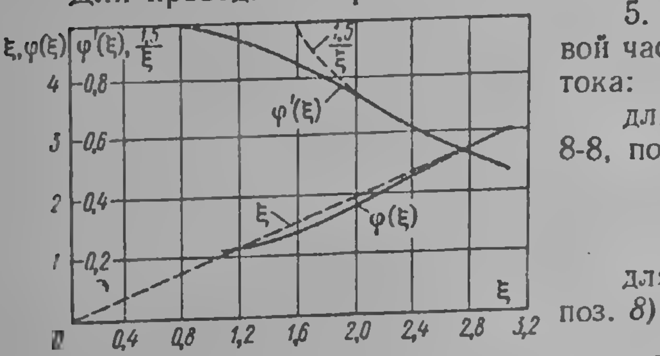


Рис. 8-14. К учету вытеснения тока

5. Проводимость рассеяния пазовой части обмотки с учетом вытеснения тока:

для прямоугольного паза (см. рис. 8-8, поз. 1, 2, 6, 7)

$$\lambda_{п\xi} = \lambda_п - 0{,}4\pi\left(\frac{H - h_x}{3b_п}\right);$$

для овального паза (см. рис. 8-8, поз. 8)

$$\lambda_{п\xi} = 0{,}45\left[0{,}66 + \frac{2h_x - (d_l + d_2)}{3d_1 + b_x} + \frac{h_s}{b_s}\right],$$

$$b_x = d_1 - \frac{d_1 - d_2}{h}\left(h_x - \frac{d_1 + d_2}{2}\right);$$

для пазов произвольной формы (см. рис. 8-15)

$$\lambda_{п\xi} = \lambda_п k_x.$$

6. Реактивность обмотки с учетом вытеснения тока

$$x''_{2\xi} = x''_2\,\frac{\lambda_{п\xi} + \lambda_л + \lambda_k}{\lambda_\Sigma}.$$

7. Расчеты для частоты скольжения в процессе пуска производятся для каждого значения скольжения: $f_s = sf$.

6. Формулы для расчета насыщения. Машины с малыми зазорами*. 1. Ожидаемые токи в обмотках с учетом насыщения $I_{1н} = k_н I_1$; $I_{2н} = k_н I''_2$; I_1 и I''_2 определяются по круговой диаграмме или по аналитической зависимости для заданного режима.

Предварительно выбранные коэффициенты насыщения: для критического скольжения $k_н = 1{,}15 \div 1{,}25$; для пускового режима $k_н = 1{,}3 \div 1{,}4$.

2. Расчетный ток на 1 паз

статора	ротора
$I_{1п} = I_{1н}\dfrac{S_п}{a}$,	$I_{2п} = I''_2\,\dfrac{2m w_1 k_{об}}{z_2 f_{ск}}(1 + \sigma_1)\sqrt{1 + \rho_1^2}$.

3. Проводимость мостика закрытого паза ротора в зависимости от тока

$$\lambda'' \approx \left(0{,}3 + 1{,}12\,\frac{h_s}{I_2 n}\,10^3\right)$$ (см. также рис. 8-16).

* При выводе этих формул использована работа [8-6].

4. Средняя н. с. пазов статора и ротора

$$F_п = 0{,}707 \frac{I_{1н} s_п}{a_1} \left(k_y + k_{об\,1} \frac{z_1}{z_2} \right) \sqrt{1 + \sigma_1},\ a.$$

5. Фиктивная индукция в воздушном зазоре

$$B' = \frac{F_п}{1{,}6\delta \left(2{,}5 \sqrt{\frac{\delta}{t_1 + t_2}} + 0{,}64 \right)}.$$



Рис. 8-15. Коэффициенты увеличения сопротивления проводников различного сечения

6. Коэффициент насыщения для проводимости дифференциального рассеяния $k_{kн} = \lambda_{kн}/\lambda_к$ см. на рис. 8-17.

7. Коэффициент насыщения для проводимости пазового рассеяния

$$k_{п.\,н} = \left(\lambda_п - \frac{\Delta\lambda_{п.\,н}}{\lambda_п} \right);$$

$\Delta\lambda_{п.\,н}$ — уменьшение проводимости пазового рассеяния, см. п. 9.

8. Открытие паза вследствие насыщения

$$c = (t - b_s)(1 - k_{kн}).$$

9. Уменьшение проводимости пазового рассеяния для пазов различной формы в зависимости от c:

для паза на рис. 8-8, поз. 1

$$\Delta\lambda_п = 0{,}4\pi \frac{h_к}{b_п} \left(\frac{c}{c + b_п} \right);$$

для паза на рис. 8-8, поз. 7

$$\Delta\lambda_п = 0{,}4\pi \frac{h_в}{b_в} \left(\frac{c}{c + b_в} \right);$$

для паза на рис. 8-8, поз. 2, 3, 4, 5, 6, 8, 11 и аналогичные им (для пазов 8 и 11 вместо h_s подставлять $d/2$)

$$\Delta\lambda_п = 0{,}4\pi \frac{h_s + 0{,}58h_s}{b_s}\left(\frac{c}{c + 1{,}5b_s}\right);$$

для паза на рис. 8-8, поз. 9, 10, 15, 17 (в п. 9 h_s и c — в *см*)

$$\Delta\lambda_п = 0{,}4\pi\left[\frac{h_s}{0{,}05}\left(\frac{c}{c + 0{,}05}\right) + \frac{c - 0{,}15d}{c + 0{,}6d}\right].$$

10. Суммарная проводимость

$$\lambda_{\Sigma н} = \lambda_л + \lambda_п k_{п.\,н} + \lambda_k k_{kн}.$$

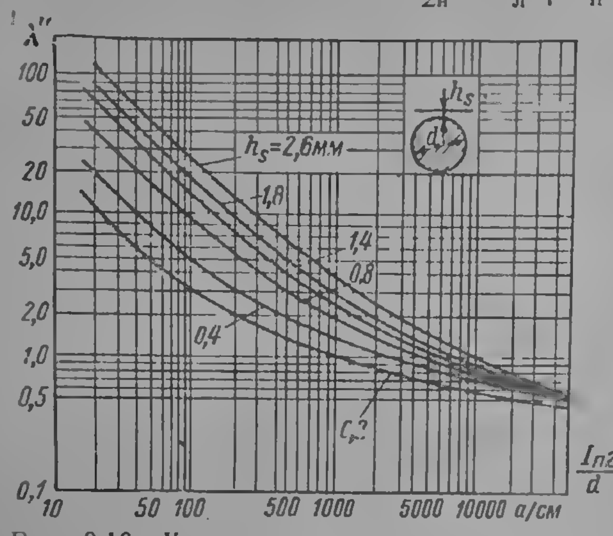


Рис. 8-16. К расчету проводимости закрытых пазов

Рис. 8-17. К расчету насыщенных значений реактивностей

11. Реактивность рассеяния статора или ротора с учетом насыщения

$$x_н = x\frac{\lambda_{\Sigma н}}{\lambda_\Sigma};$$

с учетом одновременно вытеснения тока и насыщения:

$$k_{п.\,н} = 1 - \frac{\Delta\lambda_{п.\,н}}{\lambda_{п\xi}}; \quad \lambda_{\Sigma\xi н} = \lambda_л + \lambda_{п\xi}k_{п.\,н} + \lambda_k k_{kн},$$

$$x_{н\xi} = x\frac{\lambda_{\Sigma\xi н}}{\lambda_\Sigma}.$$

Машины с большими зазорами*. 12. Значения магнитных проницаемостей для двух участков h_1 и h_2 (рис. 8-8) по высоте паза: по оси зубца μ_y и поперек зубца μ_x статора и ротора

$$\mu_{y1} = \frac{b_{п1}}{t_1}\left(\frac{b_{z1}}{b_{п1}}\mu_{Fe\,1} + \mu_0\right); \quad \mu_{y2} = \frac{b_{п2}}{t_2}\left(\frac{b_{z2}}{b_{п2}}\mu_{Fe\,2} + \mu_0\right);$$

$$\mu_{x1} = \frac{\mu_0 t_1}{b_{п1}\left(1 + \frac{b_{z1}}{b_{п1}}\frac{\mu_0}{\mu_{Fe\,1}}\right)}; \quad \mu_{x2} = \frac{\mu_0 t_2}{b_{п2}\left(1 + \frac{b_{z2}}{b_{п2}}\frac{\mu_0}{\mu_{Fe\,2}}\right)}.$$

В первом приближении

$$\mu_{y1} \approx \mu_{y2} \approx (\mu_0 + \mu_{Fe})/2; \quad \mu_{xi} \approx \mu_{x2} \approx t\mu_0/b_п.$$

* При выводе этих формул использована работа [8-4].

13. Эквивалентный зазор $\delta_э = k_C' \left(1 + \frac{x_m}{x_2'}\right)$.

14. Вспомогательные функции для статора и ротора

$$\gamma = 1 + \pi^2 \delta_э \mu_{x2} h_2/(\tau^2 \mu_0); \quad \varkappa = \pi\delta_э/(\tau\mu_0) + \pi h_2/(\tau\mu_{y2});$$

$$\zeta = \pi h_1 \gamma/(\tau\mu_{y1}\varkappa) + 1; \quad \gamma_\infty = 1 + \pi^2 h_2 t/(\tau^2 b_п);$$

$$\varkappa_\infty = \pi\delta_э/(\tau\mu_0); \quad \zeta_\infty = 1.$$

15. Линейная нагрузка

статора $A_c'' = kA$,

ротора $A_p'' = kA \frac{I_2'}{I}$, k — кратность тока.

16. Расчетные индукции:

$$B_{Fe1} = \frac{A'\sqrt{2}k_{об}}{\zeta} \sqrt[4]{\left[0{,}25\left(\frac{t}{b_z} - \frac{\mu_0}{\mu_{y1}}\frac{b_п}{b_z}\right)^2 \left(\frac{\gamma+1}{2\varkappa}\right)^2 + 0{,}4\mu_{x1}^2\right] 0{,}75\mu_{x1}^2};$$

$$B_{Fe2} = \frac{A''\sqrt{2}k_{об}}{\zeta} \sqrt{\left[0{,}25\left(\frac{t}{b_z} - \frac{\mu_0}{\mu_{y2}}\frac{b_п}{b_z}\right)^2 \frac{1}{\varkappa^2} + 0{,}75\mu_{x2}^2\right] \mu_{x2}^2}.$$

17. Проверка значений $\mu_{Fe\,1}$; $\mu_{Fe\,2}$; μ_{x1}; μ_{x2}; μ_{y1}; μ_{y2}. Величина μ_{Fe1} и μ_{Fe2} определяется по кривой намагничивания. Если μ_x и μ_y сильно отличаются от принятых вначале, то расчет повторяется.

18. Коэффициенты снижения магнитных проводимостей

нижней части паза $k_1 = \frac{b_{п1}}{t_1}\frac{\mu_{x1}}{\mu_0}\cdot\frac{1}{\zeta}$;

верхней части паза $k_2 = \frac{b_{п2}}{t_2}\frac{\mu_{x2}}{\mu_0}\cdot\frac{\varkappa_\infty(\gamma-1)}{\zeta\varkappa(\gamma_\infty-1)}$;

всего паза $k = \frac{k_1 h_1 + 3k_2 h_2}{h_1 + 3h_2}$.

Построение круговой диаграммы для пускового режима производится по известному способу. Если полученные при этом значения токов отличаются от принятых на стр. 332, п. Б.1, расчет повторяется для среднего арифметического нового и старого значений.

Для учета насыщения при расчете пусковой характеристики удобно задаться токами при $s = 1$ и $s = s_к$ и соответствующими коэффициентами насыщения, затем построить спрямленную характеристику $I_2'' = f(s)$ и выбирать на ней промежуточные значения токов при $1 < s < s_к$. В этом случае количество повторений расчета существенно уменьшится.

6. Тепловые расчеты. Тепловые расчеты крупных асинхронных машин с радиальной вентиляцией, необходимые для проверки правильности выбора размеров и нагрузок при проектировании, производятся аналогично расчетам, изложенным в гл. 9 для синхронных машин, но с несколько пониженными коэффициентами теплоотдачи вследствие меньшей величины зазора.

В остальном методы теплового расчета существенно не отличаются, а так как асинхронные машины, как правило, использованы и нагружены несколько меньше синхронных, уровень превышений температуры в этих двух видах машин, по существу, одинаков. Для выполнения тепловых расчетов необходимо определить тепловые нагрузки при номинальном и переходных режимах.

По круговой диаграмме или аналитическим формулам определяются токи статора I_1 и ротора I_2'' (приведенный к статору). Затем находятся сле-

дующие величины, сравнение которых с уровнем уже построенных и испытанных машин помогает обосновать выбор варианта.

а. *Установившиеся режимы.* 1. Линейные нагрузки:

статора	ротора
$A_1 = \frac{I_1 s_п}{a t_1}$,	$A_2 = A_1 \frac{I_2''(1+\tau_1)\sqrt{1+\rho_1^2}\, k_{об\,1}}{I_1 k_{об\,2} k_{ск}}$.

2. Фазные токи ротора:
фазного

$$I_2 = I_2'' \frac{2 m_1 w_1 k_{об1}}{m_2 w_2 k_{об\,2}} (1+\tau_1) \sqrt{1+\rho_1^2},$$

короткозамкнутого

$$I_2 = I_2'' \frac{2 m w_1 k_{об\,1}}{z_2 k_{ск}} (1+\tau_1) \sqrt{1+\rho_1^2}.$$

3. Ток стержня $I_b = I_2$.
4. Ток кольца $I_R = I_2/\Delta$.
5. Тепловая нагрузка поверхности статора:
от потерь в сердечнике

$$w_{11} = \frac{k_{Fe} Q_{Fe\,0} + 0{,}5 Q d}{\pi D_l (l_{t1} - n_{r1} b_{r1})},$$

при полузакрытых пазах $k_{Fe} = 0{,}9$; при открытых пазах $k_{Fe} = 0{,}6 - 0{,}7$; от потерь в обмотке $w_{21} = k_1 j_1 A_1$.

6. Тепловая нагрузка поверхности обмотки статора в пазах и лобовых частях

$$w_{31} = k_1 \frac{j_1^2 q_{Cu\,1} s_{п\,1} k_{Ф1}}{П_1},$$

где $П_1 = 2(h_п + b_п)$ при прямоугольном пазе, $П_1 = a + d + 2h_п$ при трапецеидальном пазе, $П_1 = 1{,}57 d_1 + d_2 + 2h$ при овальном пазе.

7. Тепловая нагрузка поверхности и обмотки ротора с контактными кольцами:

от потерь в стали $w_{21} = \frac{k_{Fe} Q_{Fe\,0} + 0{,}5 Q d}{\pi D_{a2}(l_{t2} - h_{r2} b_{r2})}$, $k_{Fe} = 0{,}1 \div 0{,}2$ для полузакрытого паза, $k_{Fe} = 0{,}3 \div 0{,}4$ для открытого паза;

от потерь в меди $w_{22} = k_1 j_2 A_2$, $w_{32} = k_1 \frac{d_2^2 q_{a2} s_{п2} k_{r2}}{П_2}$,
значения k_1 таковы:

Класс изоляций	A	E	B	F
k_1	0,000235	0,00024	0,000245	0,00027

8. Расход воздуха (приближенно):
требуемый

$$L' = \frac{\sum Q - Q_R}{1{,}1 \vartheta_в}; \quad \vartheta_в = 20 \div 25, \ град;$$

обеспечиваемый

$$L = \frac{n_r b_r + 0{,}1}{0{,}385} n D_{a2}^2. \quad L \geq L'.$$

9. Превышение температуры сердечника:

статора	фазного ротора
$\vartheta_{Fe\,1} = \frac{w_{11} + w_{12}}{1 + 0{,}1v_{окр}} c_{F_1}$, $c_{Fe\,1} = 150$;	$\vartheta_{Fe\,2} = \frac{w_{21} + w_{22}}{1 + 0{,}1v_{окр}} c_{Fe\,2}$, $c_{Fe\,2} = 150D_{a1}/D_{i1}$.

10. Перепад температуры в изоляции пазов статора или фазного ротора

$$\vartheta_i = w_3 \frac{\delta_i}{\lambda_i}, \quad \delta_i = \frac{1}{2}[b_п - (m_ш - 1)\,b' - b],$$

где $m_ш$ — число рядов провода шириной b' (изолированный) по ширине; b — ширина голого провода; $\lambda_i = 0{,}01$ для непропитанной изоляции, $\lambda_i = 0{,}016$ для пропитанной изоляции, $\lambda_i = 0{,}022$ — для изоляции, пропитанной вместе с сердечником (монолит).

11. Превышение температуры обмотки в лобовых частях:

статора	фазного ротора
$\vartheta_{s1} = w_{31} \frac{750}{1 + 0{,}05v}$,	$\vartheta_{s2} = w_{32} \frac{330}{1 + 0{,}1v}$.

12. Среднее превышение температуры обмотки

$$\vartheta_{Cu} = \frac{(\vartheta_{Fe} + \vartheta_i)\,l_i + \vartheta_s\,(0{,}5l_a - l_i)}{0{,}5l_a}.$$

б. Пусковой режим. 1. Средний момент вращения за время пуска с учетом насыщения и вытеснения тока $M_{ср} = \frac{1}{n}\int\limits_0^n M\,dn$ определяется по пусковой характеристике.

2. Кратность среднего момента $k_{ср} = M_{ср}/M_н$.

3. Кратность момента сопротивления (M_R — внешний момент сопротивления) $k_R = M_R/M_н$.

4. Эквивалентный маховой момент при собственном моменте GD^2 и маховом моменте вращаемого механизма GD_1^2

$$GD_э^2 = \frac{GD^2 + GD_1^2}{\left(1 - \frac{k_R}{k_{ср}}\right)}.$$

5. Время пуска

$$t_п = \frac{GD_э^2 n^2}{375k_{ср}P_2}, \text{ сек.}$$

6. Среднеквадратичная кратность тока за время пуска (для токов статора и ротора) $k_I = \frac{1}{I_п^2 t_п}\int\limits_0^{t_п} I_в^2\,dt$ определяется по кривой тока.

7. Средняя плотность тока в обмотке при пуске $j_п = k_I j$.

8. Средняя скорость повышения температуры при пуске $(d\vartheta/dt)_{ср} = k_I j^2 : 175$.

9. Повышение температуры за время пуска $\vartheta_п = (d\vartheta/dt)_{ср}\,t_п$.

10. Превышение температуры клетки ротора при пуске

$$\vartheta_2 = \frac{GD_э^2 n^2}{730G_в c_в}.$$

11. Масса стержней $G_b = z_2 q_b l_b \gamma_b \cdot 10^3$, *кг*.

12. Плотность γ и теплоемкость c_ω стержней:

	Медь	Алюминий	Латунь	Бронза
γ	8,9	2,6	8,5	7,0
c_ω	390	870	380	460

8-3. КОНСТРУКТИВНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ АСИНХРОННЫХ МАШИН

1. Двигатели общепромышленных серий. Конструкция асинхронных двигателей общепромышленных серий определяется, как уже отмечалось в гл. 6, их назначением (условиями эксплуатации) и номинальными данными — мощностью и скоростью вращения.

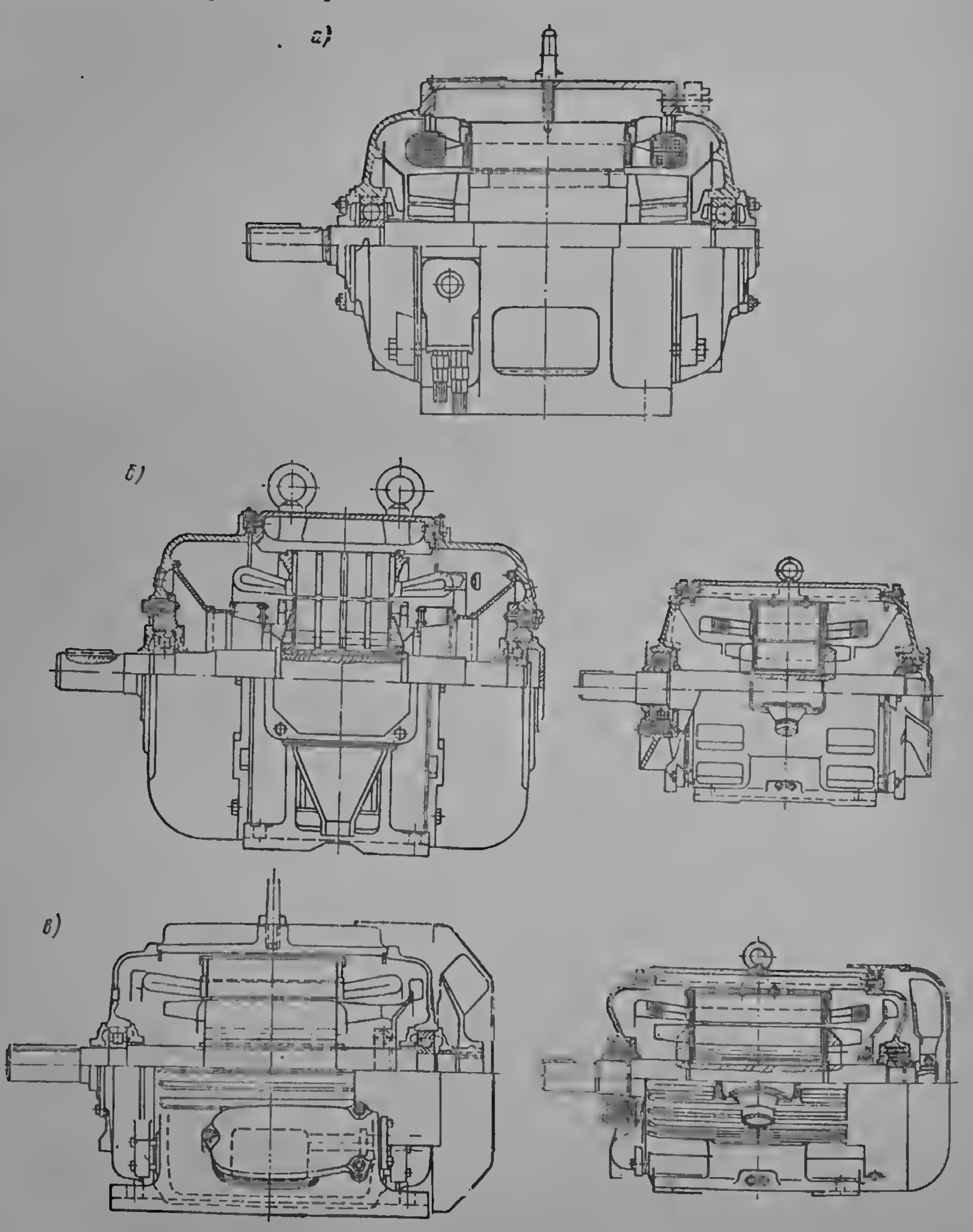


Рис. 8-18. Примеры исполнения асинхронных двигателей общепромышленных серий с короткозамкнутым ротором: *а* — серия А, 1—4-й габарит, защищенное исполнение; *б* — серия А (слева) и А2 (справа), 5—13-й габарит, защищенное исполнение; *в* — серия А (слева) и А2 (справа), 5—8-й габарит, закрытое обдуваемое исполнение

Наиболее распростр[illegible] (серия А2) [illegible] мощностью от 0,6 до 100 квт [illegible]

[illegible] с 1-го по 9-й габарит [illegible] АО или А2 и АО2 [illegible] двигатели этого типа строятся с литыми из

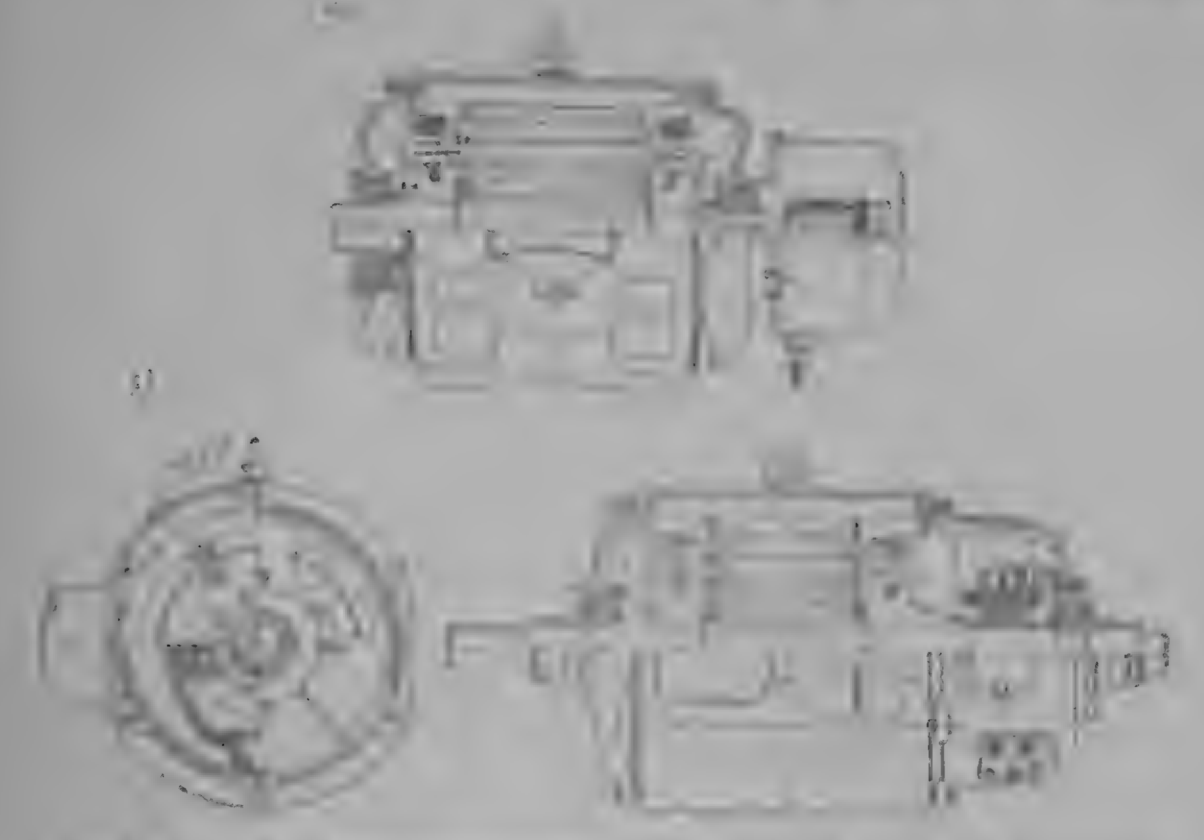


Рис. 8-19. Примеры [illegible] (серия А2) [illegible]

чугуна или алюминиевых сплавов [illegible], посадкой пакета сердечника ротора непосредственно на вал, литой из алюминиевого сплава клеткой короткозамкнутого ротора, в которой вентилятор отлит как одно целое с короткозамыкающим кольцом.

Во всех двигателях до 5-го габарита обмотка статора однослойная, свыше 5-го — двухслойная всыпная, пазы статора имеют трапецеидальную форму.

В двигателях защищенного исполнения вентиляция радиальная с двусторонней подачей воздуха, в двигателях закрытого исполнения — [illegible] внутри корпуса и аксиальный обдув снаружи корпуса. В связи с этим в двигателях защищенного исполнения возможно получение большей мощности.

В сериях А и А2 во всех модификациях применены подшипники качения. Примеры [illegible] серий А и А2 приведены на рис. 8-18 и 8-19.

Вторую отрасль единой серии составляют двигатели [illegible] от 100 до 1000 квт [illegible] обозначение А (с короткозамкнутым ротором) или АК (с фазным ротором). До 10—11-го габаритов эти машины, как правило, строятся с литыми корпусами и подшипниками качения, но уже с подразделением сердечника по длине на пакеты и преимущественно с радиальной вентиляцией в защищенном испол-

Наиболее распространенной серией асинхронных двигателей общепромышленного применения является серия А и заменяющая ее в настоящее время серия А2 мощностью от 0,6 до 100 *квт*. Двигатели этой серии изготовляются в массовом производстве (до 5-го габарита включительно) и в крупносерийном производстве (большие габариты). Характер производства, а также размеры и мощность существенно сказываются на конструктивных решениях.

Наиболее массовыми по применению являются двигатели единой серии с 1-го по 9-й габарит в защищенном или закрытом обдуваемом исполнении (типа А и АО или А2 и АО2). Все двигатели этого типа строятся с литыми из

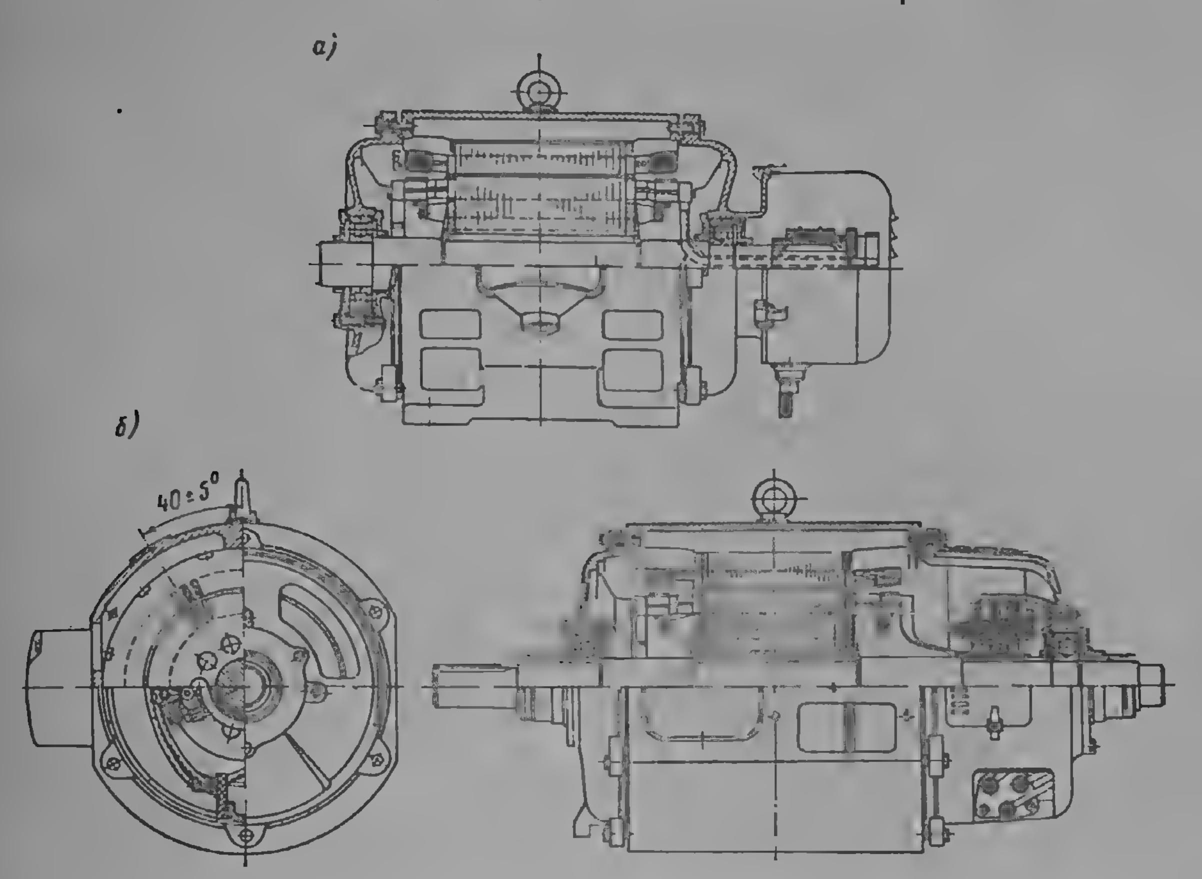


Рис. 8-19. Примеры исполнения двигателей с фазным ротором (серия А2), исполнение защищенное: *а* — на лапах; *б* — балансирное

чугуна или алюминиевых сплавов корпусами, посадкой пакета сердечника ротора непосредственно на вал, литой из алюминиевого сплава клеткой короткозамкнутого ротора, в которой вентилятор отлит как одно целое с короткозамыкающим кольцом.

Во всех двигателях до 5-го габарита обмотка статора однослойная, свыше 5-го — двухслойная всыпная, пазы статора имеют трапецеидальную форму.

В двигателях защищенного исполнения вентиляция радиальная с двусторонней подачей воздуха, в двигателях закрытого исполнения — аксиальная внутри корпуса и аксиальный обдув снаружи корпуса. В связи с этим в двигателях защищенного исполнения возможно получение большей мощности.

В сериях А и А2 во всех модификациях применены подшипники качения. Примеры характерных исполнений двигателей серии А и А2 приведены на рис. 8-18 и 8-19.

Вторым отрезком единой серии являются двигатели с короткозамкнутым ротором от 100 до 1000 *квт* и третьи — от 1000 до 10 000 *квт*, также обозначаемые А (с короткозамкнутым ротором) или АК (с фазным ротором). До 10—11-го габаритов эти машины, как правило, строятся с литыми корпусами и подшипниками качения, но уже с подразделением сердечника по длине на пакеты и преимущественно с радиальной вентиляцией в защищенном испол-

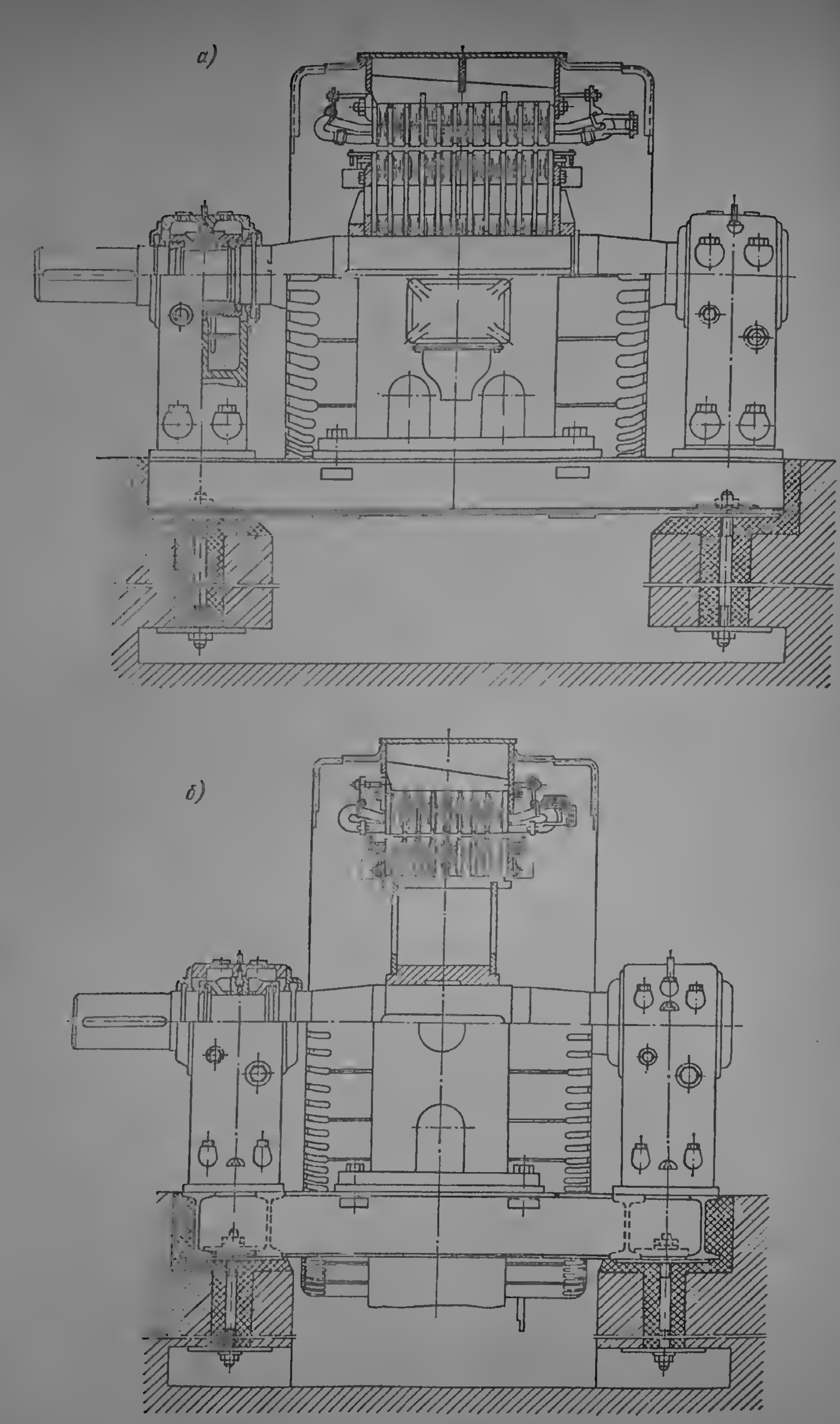


Рис. 8-20. Примеры исполнения асинхронных двигателей серии АН от 1000 до 10 000 *квт*: *а* — до 15-го габарита; *б* — свыше 15-го габарита (открытое исполнение)

нении. Начиная с 12—13-го габаритов заводы переходят на сварные конструкции корпусов, применение стояковых подшипников скольжения в тех случаях, когда это выгодно.

Наиболее мощные двигатели типов АН и АКН выполняются для привода крупных механизмов, зачастую с тяжелыми условиями пуска и вследствие этого с глубоким пазом или двухклеточным ротором. До 15-го габарита еще применяется исполнение ротора из цельных дисков с посадкой на гладкий или оребренный вал (рис. 8-20, *а*), при больших размерах сердечник ротора собирается на барабанном остове (рис. 8-20, *б*). При установке мощного двигателя такого типа в помещениях с повышенным запылением применяют замкнутую циркуляцию воздуха в сочетании с закрытым исполнением, а для охлаждения воздуха встраивают в корпус двигателя или в фундамент воздухо-водяной воздухоохладитель.

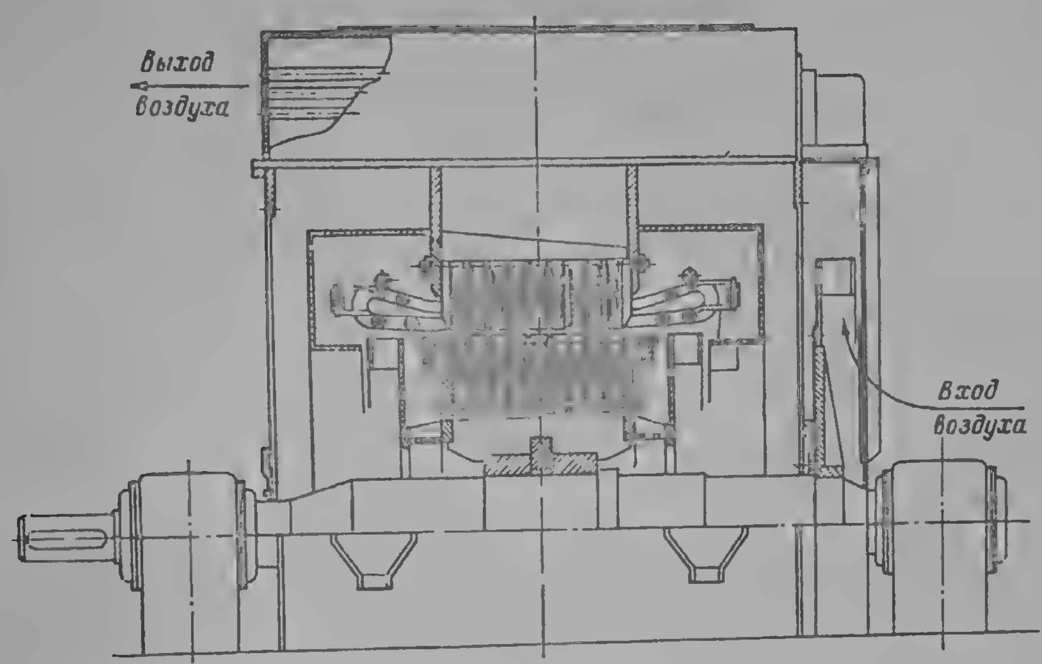


Рис. 8-21. Двигатель серии ДАЗО с замкнутой циркуляцией воздуха и воздухо-воздушными охладителями

При нежелательности газо-водяного цикла охлаждения применяют воздухо-воздушный цикл, как в двигателе типа ДАЗО, показанном на рис. 8-21. Эти двигатели практически могут устанавливаться в любом месте, на открытом воздухе, в пустыне и т. д.

Особенности конструкции двухполюсных асинхронных двигателей (синхронная скорость вращения 3000 *об/мин* и выше) выделяют их в отдельную серию, в которой объединяются конструктивные особенности двигателей и турбогенераторов. Двигатели этого типа выпускались серией АТМ, которая в настоящее время заменяется серией АТД.

Двигатели серии АТМ по исполнению корпуса, сердечника и обмотки статора аналогичны турбогенераторам малой мощности (рис. 8-22). Они строятся со стояковыми подшипниками скольжения и разомкнутой или замкнутой системой вентиляции; в последнем случае воздухоохладители устанавливаются в фундаментной яме. Сердечник ротора двухполюсного двигателя собирается на валу и прессуется с помощью толстых нажимных плит. В спинке сердечника выштампованы отверстия, образующие при сборке осевые вентиляционные каналы, в которые воздух поступает из камер лобовых частей, а для раздачи воздуха в статор в сердечнике ротора устраиваются радиальные каналы. Короткозамыкающие кольца ротора крепятся к нажимному кольцу его сердечника и удерживаются специальным бандажным кольцом.

В серии АТД (рис. 8-23) помимо повышения использования активных материалов для уменьшения габаритов двигателей применяют еще щитовые

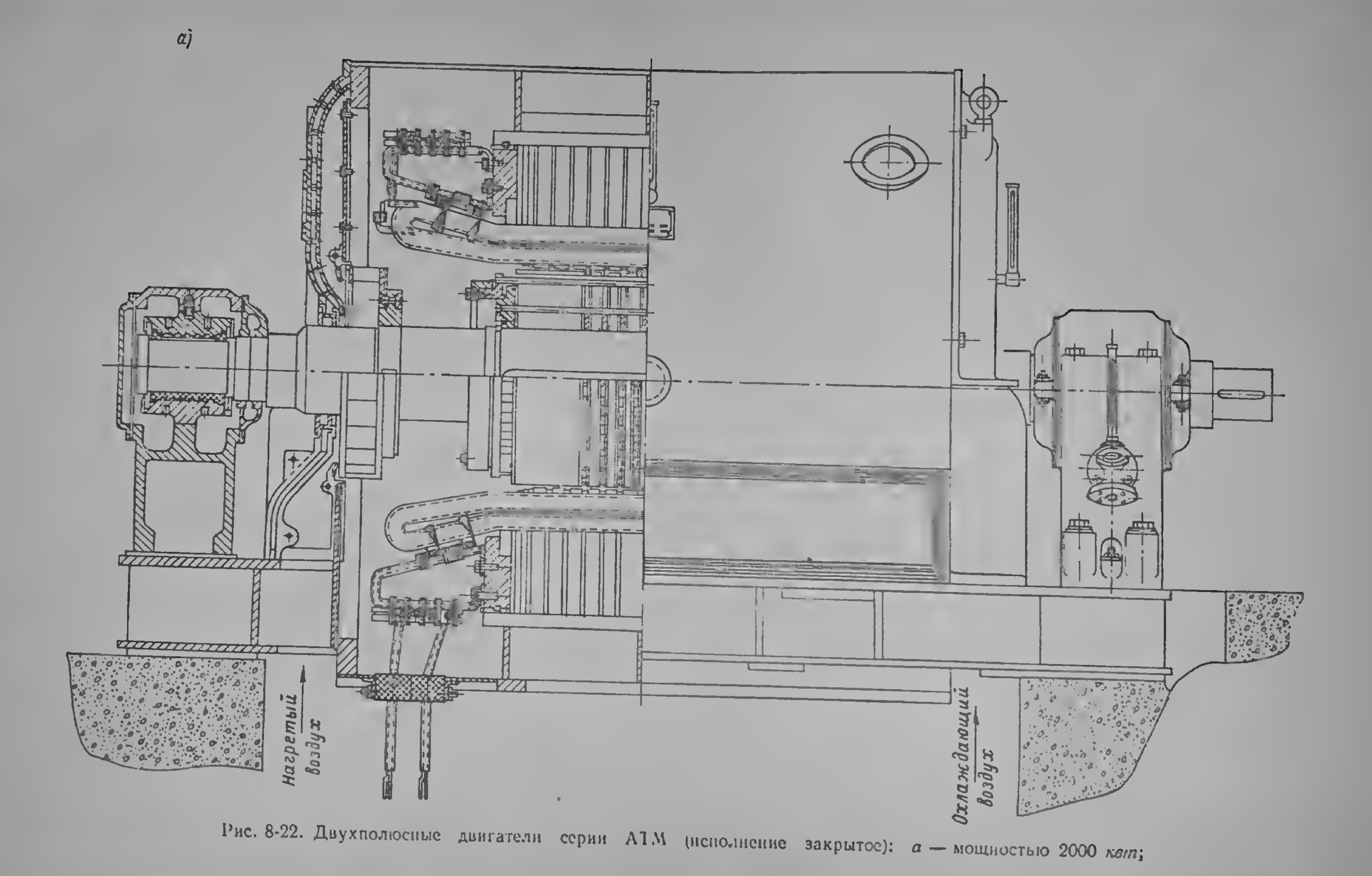


Рис. 8-22. Двухполюсные двигатели серии АТМ (исполнение закрытое): *а* — мощностью 2000 *квт*;

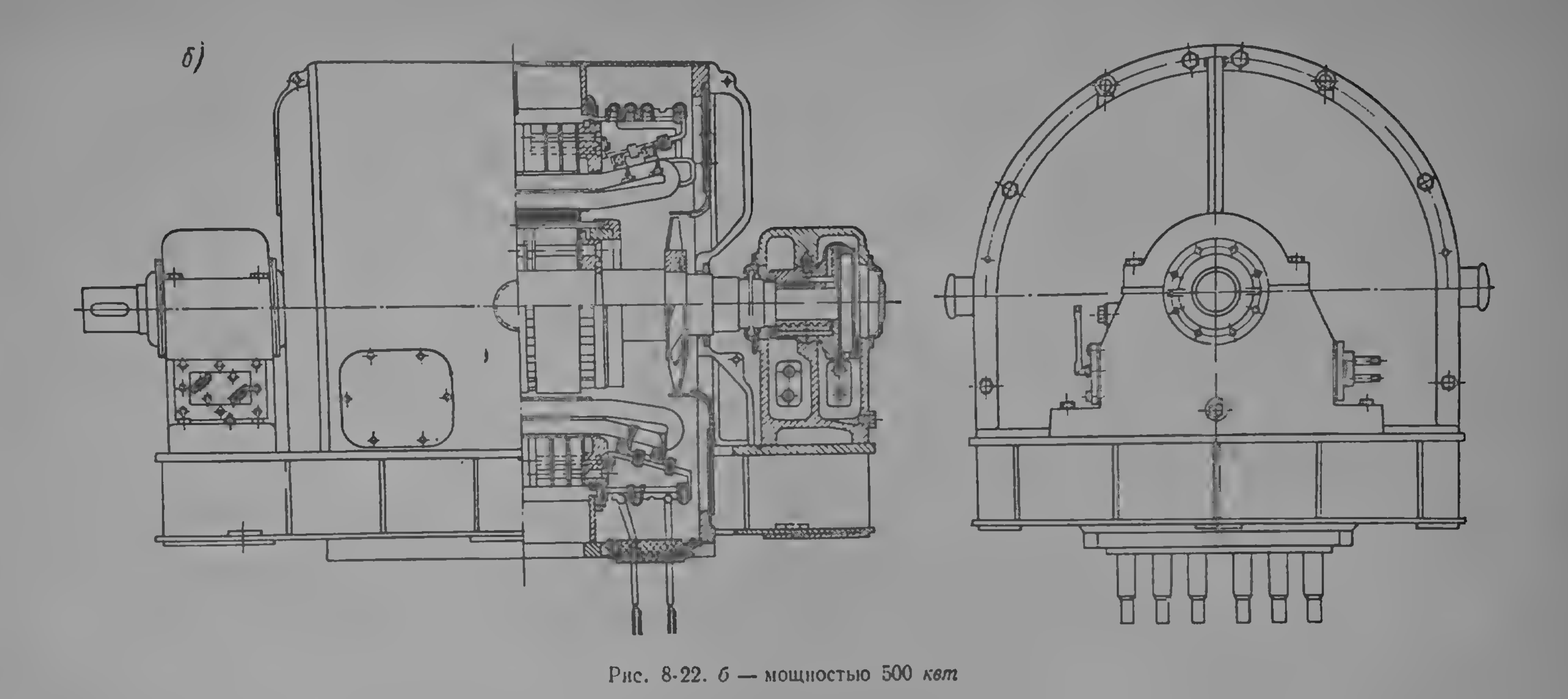


Рис. 8-22. б — мощностью 500 *квт*

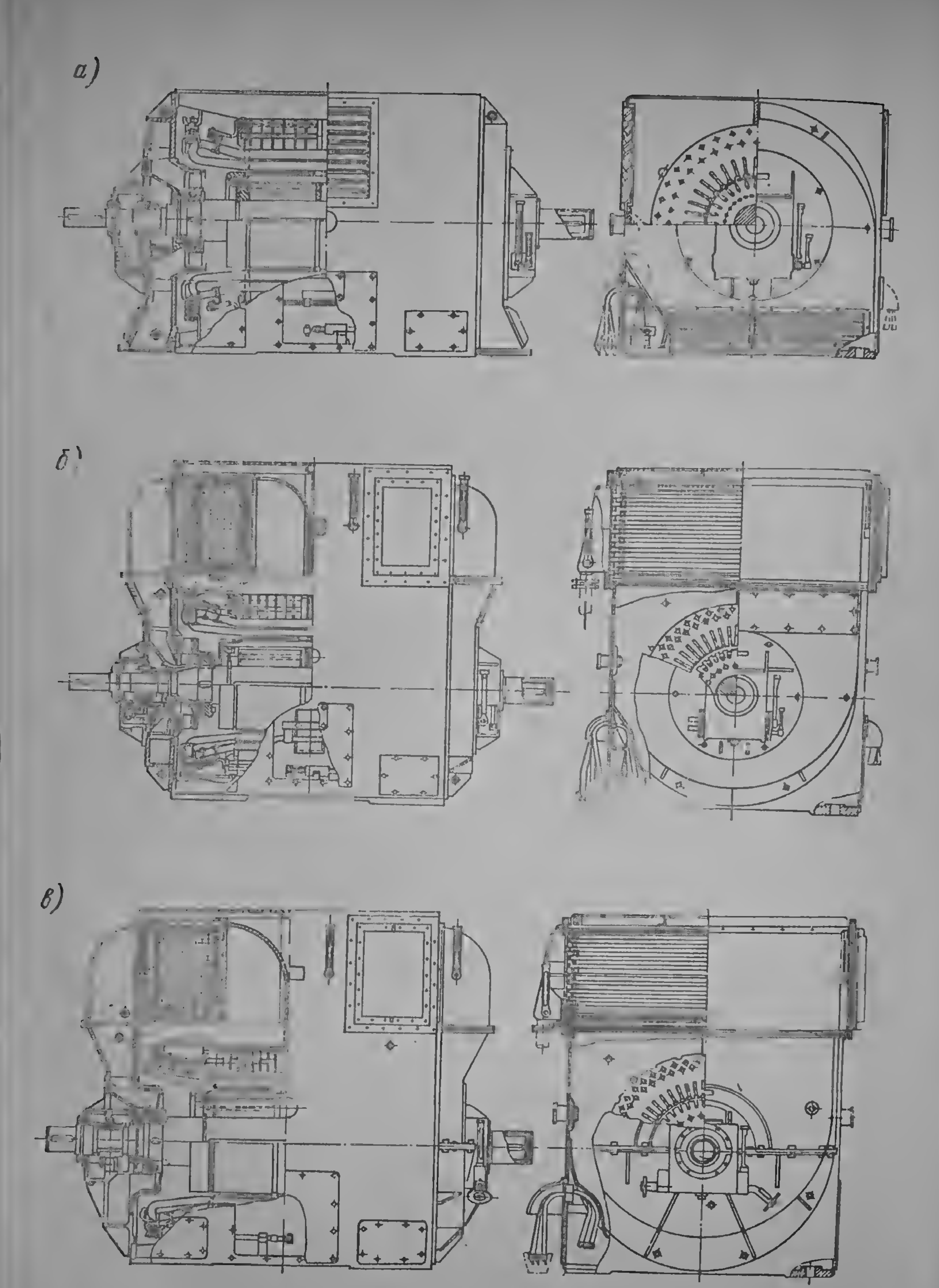


Рис. 8-23. Примеры исполнения двухполюсных двигателей серии АТД: *а* — мощностью 800 *квт* (защищенное); *б* — 1600 *квт* (закрытое); *в* — 2750 *квт* (закрытое)

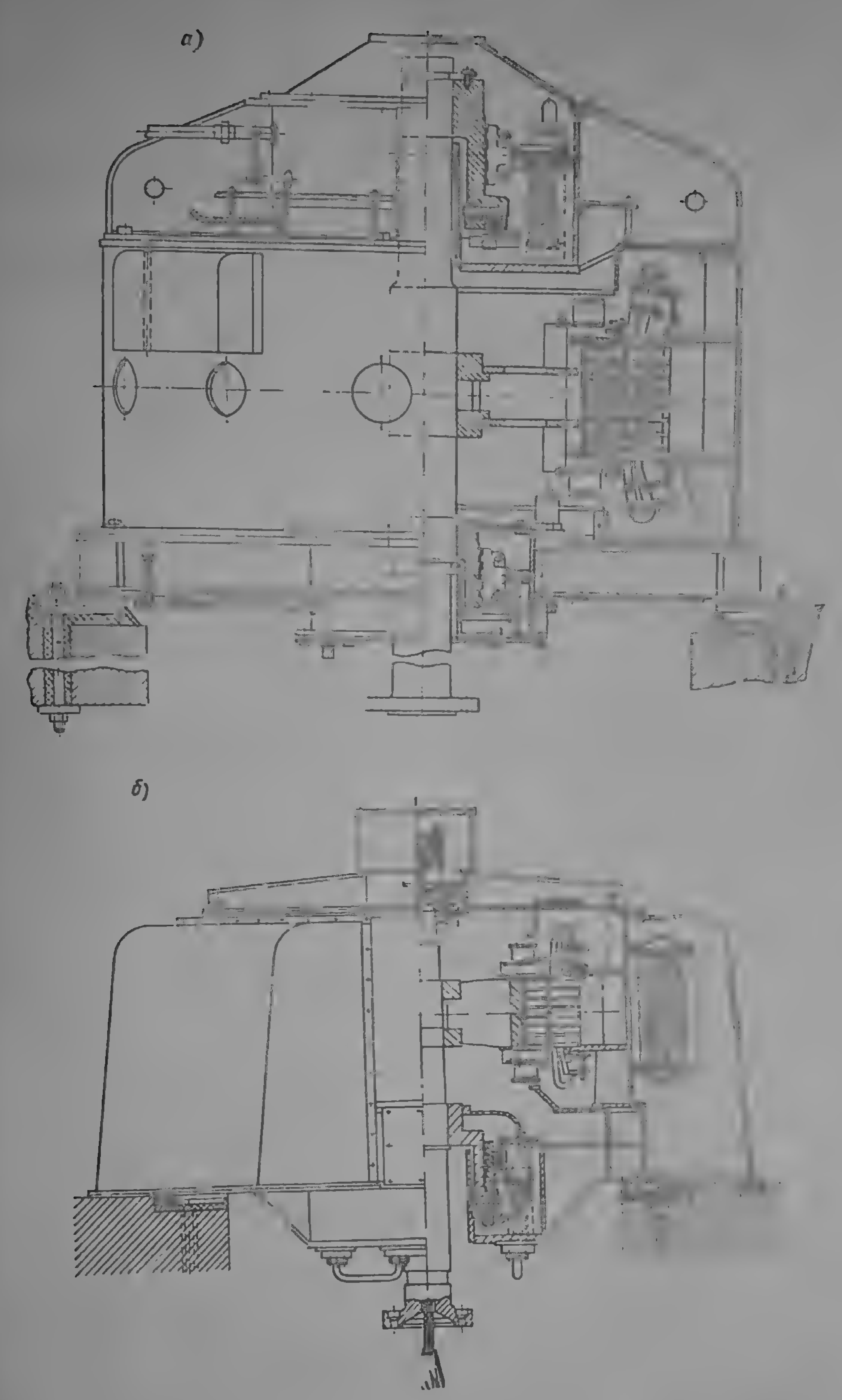


Рис. 8-24. Примеры исполнения вертикальных асинхронных двигателей: а — серии ВДД; б — серии ВДН

подшипники. Двигатели не нуждаются в фундаментной плите для установки и транспортировки. Кроме того, эти машины снабжены охладителями (рис. 8-23, *б* и *в*), устанавливаемыми прямо на корпус, и не нуждаются в фундаментной яме, что облегчает конструкции машинного зала; могут устанавливаться на открытом воздухе (в закрытом исполнении) и т. д.

Аналогичную эволюцию конструктивного решения можно проследить на примерах крупных вертикальных асинхронных двигателей, общая компоновка которых аналогична компоновке гидрогенераторов небольшой мощности.

Выпускавшиеся ранее двигатели серии ВДД (рис. 8-24, *а*) проектировались в расчете на установку в машинном зале, имели разомкнутый цикл вентиляции и выполнялись подвесными: подпятник и верхний направляющий

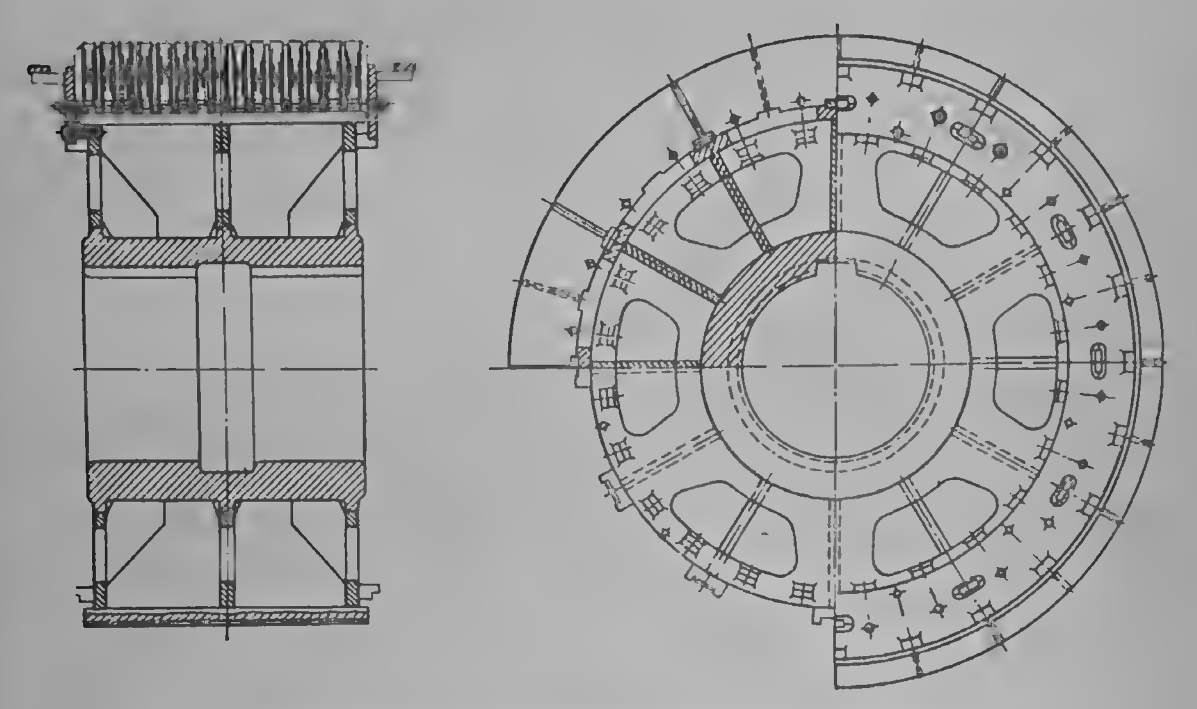


Рис. 8-25. Остов ротора мощного асинхронного двигателя

подшипник размещались в верхней крестовине. Двигатели серии ВДН (рис. 8-24, *б*) допускают установку как в машинном зале, так и на открытом воздухе благодаря замкнутой системе вентиляции. Воздухоохладители размещены в выступах корпуса статора, холодный воздух после охладителей через нижнюю крестовину вновь попадает в машину. Эти двигатели зонтичные: подпятник и направляющий подшипник размещены в нижней крестовине, которая собирается вместе с ротором в один узел на заводе и в таком виде может быть отправлена на монтаж. Благодаря зонтичному исполнению нагрузка на верхний подшипниковый узел уменьшилась, и там оказалось возможным применить подшипник качения, что также упростило эксплуатацию.

Основные узлы двигателей общепромышленного применения имеют близкие конструкции с незначительными отличиями, в основном технологического характера, на которых мы не останавливаемся детально. Конструкция большинства узлов достаточно подробно показана на общих видах, приводившихся выше. В качестве примера на рис. 8-25 приведена конструкция ротора асинхронных машин большой мощности.

2. Двигатели для особых условий эксплуатации. Не имея возможности останавливаться на конструкции всех серий асинхронных машин, предназначенных для особых условий эксплуатации, мы остановимся здесь только на самых характерных примерах.

Двигатели, предназначенные для установки в различных механизмах. Если место установки двигателя ограничено, что обычно имеет место в подъемно-транспортных машинах или в станках, часто применяется его фланце-

Рис. 8-26. Вертикальный асинхронный двигатель с фланцевым креплением

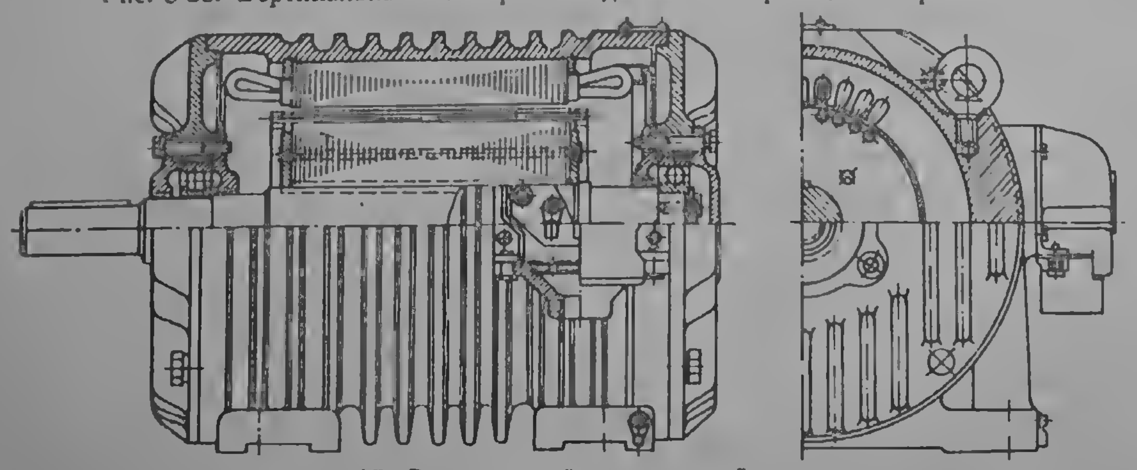


Рис. 8-27. Рольганговый асинхронный двигатель

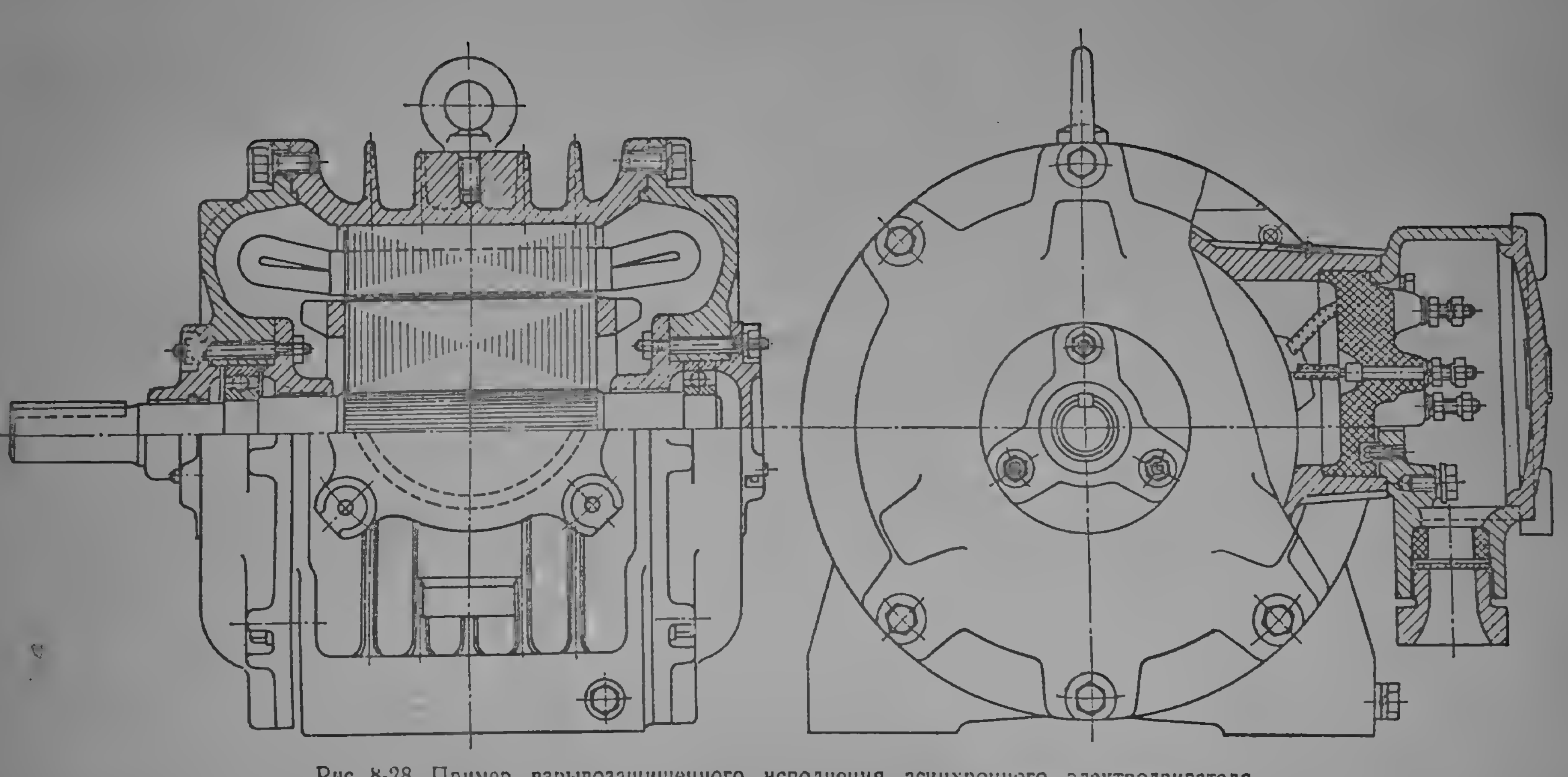


Рис. 8-28. Пример взрывозащищенного исполнения асинхронного электродвигателя

вое крепление или встроенное исполнение, как уже отмечалось в гл. 6. Характерным примером такого исполнения являются крановые двигатели, двигатели рольгангов и тому подобные машины. Некоторые из них приведены на рис. 8-26, 8-27, а также в гл. 6. Многообразие этих исполнений настолько велико, что охватить его в данной книге невозможно.

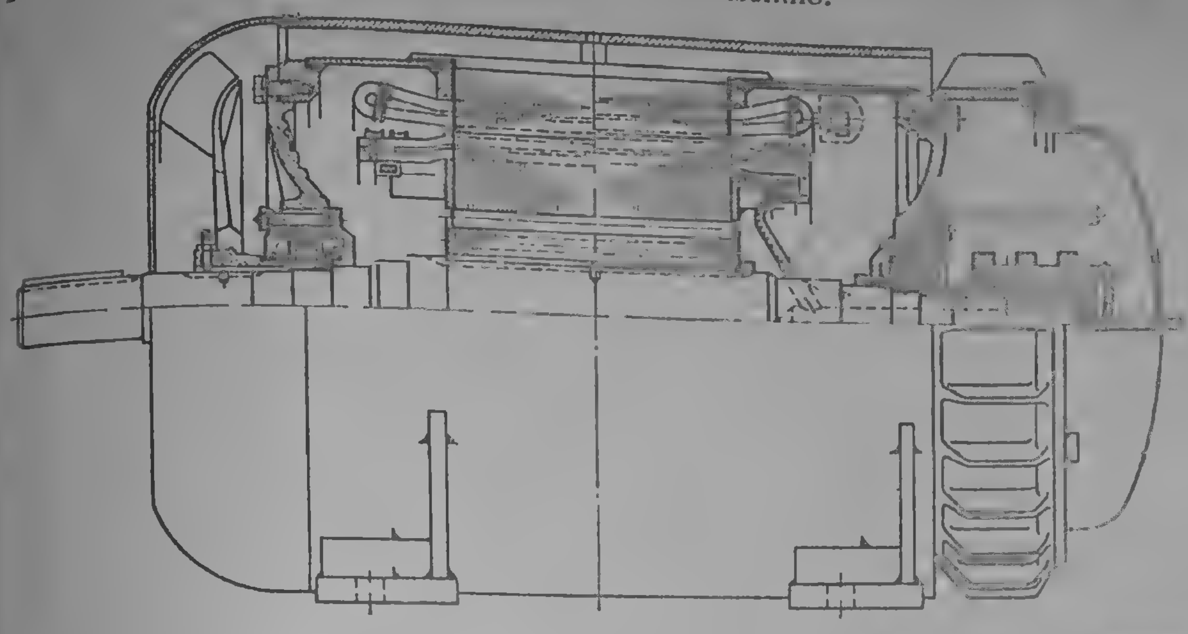


Рис. 8-29. Пример взрывозащищенного исполнения обдуваемых асинхронных электродвигателей

Электродвигатели, предназначенные для работы во взрывоопасной среде. Взрывозащищенные асинхронные электродвигатели с различной степенью защиты применяются в угольных шахтах и подобных условиях, в которых имеется опасность попадания взрывчатого газа внутрь машины и воспламенения его от искры. Одним из примеров такого исполнения является показанный на рис. 8-28 электродвигатель мощностью 3,5 *квт*, скоростью 1500 *об/мин*,

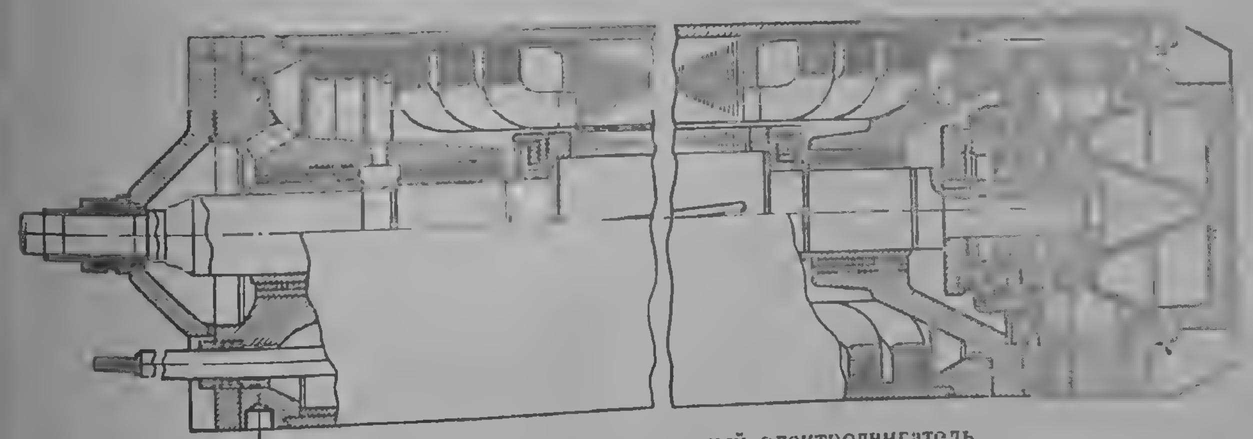


Рис. 8-30. Погружной асинхронный электродвигатель

рассчитанный на взрыв газов внутри корпуса. Корпусу этой машины придана повышенная прочность, выводные концы герметизированы, а уплотнения вала рассчитаны на то, чтобы пламя взрыва не прошло наружу. Поверхности стыков щитов и крышек подшипников обработаны не ниже класса чистоты 6, чтобы свести к минимуму возможные зазоры.

На рис. 8-29 показан двигатель серии МА с фазным ротором, рассчитанный на пониженную вероятность взрыва. Этот тип двигателей имеет несколько усиленные щиты, а также улучшенную герметизацию подшипников. Как все обдуваемые машины, снабжен наружным вентилятором. Его корпус с двойными стенками: внутренняя представляет собой собственно корпус, ее сопря-

жения со щитами и крышками подшипников, а также выводные концы герметизированы, наружная стенка представляет собой вентиляционный кожух и открыта с торцов. В исполнении двигателя с контактными кольцами (рис. 8-29) последние также закрыты герметической крышкой.

Погружные асинхронные электродвигатели. Для привода электробуров, насосов, откачивающих воду и нефть из нефтяных скважин, а также артезианских насосов применяются погружные двигатели. Это герметические машины, диаметр которых часто ограничен размерами скважины, в которую опускается насос или электробур. В принципе исполнение такого двигателя возможно и не герметическое, но практически избежать его засорения илистым раствором, охлаждающим бур, или частицами, взвешенными в воде, невозможно, поэтому реализуется герметическое исполнение с уплотнением выходящего конца вала и заполнением корпуса двигателя чистой водой, трансформаторным маслом или другим диэлектриком. Заполнение корпуса двигателя жидкостью необходимо, так как при больших давлениях, существующих в скважинах, жидкость снаружи все равно проникла бы внутрь заполненного воздухом корпуса; кроме того, тогда все наружное давление воспринималось бы стенками корпуса, которые пришлось бы существенно утолстить. При жидкостном заполнении изменение давления внутри двигателя по сравнению с наружным (вследствие нагрева) компенсируется гибким элементом корпуса — диафрагмой. На рис. 8-30 показан разрез двигателя серии ПЭДВ, полость корпуса которого заполняется чистой водой, а обмотка сделана из провода с водостойкой полиэтиленовой изоляцией.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ЯВНОПОЛЮСНЫЕ СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

9-1. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ ВЫБОР РАЗМЕРОВ И ПАРАМЕТРОВ

1. Диаметр и длина сердечника. Явнополюсные синхронные машины используются в качестве двигателей и генераторов переменного тока, а также синхронных компенсаторов при мощности от десятков ватт до сотен мегаватт и скорости вращения от 1500 до 40 *об/мин* (в редких случаях изготовляются машины явнополюсной конструкции со скоростью вращения, выходящей из указанных пределов). Наиболее быстроходные синхронные явнополюсные машины используются в качестве двигателей механизмов с равномерной нагрузкой и синхронных компенсаторов, наиболее тихоходные — в качестве гидрогенераторов и дизель-генераторов. Преимуществом явнополюсного исполнения магнитной цепи является более высокий обмоточный коэффициент обмотки возбуждения, расположенной на полюсах и имеющей диаметральный шаг, а также увеличенная средняя индукция при одинаковом ее максимальном значении (по сравнению с неявнополюсной машиной) за счет изменения формы поля. Недостатком является меньшая по сравнению с неявнополюсной конструкцией прочность ротора, позволяющая реализовать преимущества конфигурации магнитной цепи только в известном диапазоне скоростей вращения.

Использование синхронной явнополюсной машины, как правило, определяется якорем, а не индуктором (первый обычно является статором, второй — ротором). Причиной этому служит то обстоятельство, что при относительно низкой скорости вращения полюсное деление редко ограничивается по прочности, и можно разместить в роторе достаточный объем меди при хорошем ее охлаждении. Поэтому выбор полюсного деления может производиться по зависимостям, полученным в главе 2 для якоря машины переменного тока.

Обычно при проектировании синхронной явнополюсной машины заданными величинами являются мощность P, коэффициент мощности $\cos\varphi$, скорость вращения, частота f, число полюсов $2p = 120f/n$, напряжение U, число

фаз m (обычно $m = 3$) и соединение фаз (треугольник или звезда), максимальные значения синхронной и переходной реактивностей x_d и x'_d в относительных единицах, маховой момент GD^2 или постоянная времени разгона

$$T_m = \frac{27,4GD^2 (n:100)^2}{P \cos\varphi},$$

угонная скорость вращения n_y или коэффициент угона $k_y = n_y/n$.

Кроме того, как и для других машин, заданными являются величины, ограниченные стандартами и нормами (температуры обмоток, сердечников и т. п.).

Для явнополюсных синхронных машин с косвенным газовым охлаждением обмоток справедливо приближенное уравнение для мощности, полученное в гл. 2:

$$P = k2p\tau^{2+r} lfB^{1/2} x_l^{1/2}, \qquad (9\text{-}1)$$

где $r = 0,63 \div 0,66$; в среднем $r = 0,5$, и для машин с косвенным воздушным охлаждением

$$P \approx 0,32D^{2,5} n^{1,5} (x'_d)^{0,5} l, \text{ квт} \qquad (9\text{-}2)$$

При предварительном выборе размеров явнополюсной синхронной машины могут иметь место следующие основные случаи.

1. Ограничения по прочности не выполняются при заданной мощности и скорости вращения. В этом случае зависимость полюсного деления от мощности на полюс может быть основой для выбора значения τ:

$$\tau \approx k \left(x'_d \frac{P}{2p} \right)^{0,25 \div 0,4}, \qquad (9\text{-}3)$$

где $k = 8 \div 5$ соответственно значениям показателя степени.

Такие зависимости приведены на рис. 2-6—2-8 для различных типов явнополюсных синхронных машин. По ним можно непосредственно выбирать значение τ в пределах зоны допустимых значений. Длину сердечника можно определить по формуле:

$$l = \frac{3,1P}{D^{2+r} n^{1,5} (x'_d)^{0,5}}. \qquad (9\text{-}4)$$

Показатель r здесь соответствует зависимости линейной нагрузки и высоты паза от полюсного деления, обеспечивающей определенную зависимость мощности от размеров. Если, например, при построении ряда машин мы стремимся иметь минимум штампов и сохраняем высоту паза и пазовое деление почти постоянными независимо от мощности на полюс и значения полюсного деления, то зависимость линейной нагрузки от полюсного деления должна ослабляться и значение r должно быть ближе к нижнему пределу. В таких случаях целесообразно воспользоваться данными уже выполненных машин аналогичного назначения. При разработке даже индивидуального проекта машины желательно, чтобы она была как бы частью существующей или спроектированной серии, что в большей степени может сократить затраты и время на подготовку производства. Поэтому, если не препятствуют другие ограничения, желательно максимально приблизить проектируемую машину к какому-либо существующему прототипу, использовать существующие штампы сердечников статоров и полюсов, даже если эти штампы разработаны для машины с несколько отличающейся скоростью вращения, но подходят для вновь требующегося числа пар полюсов.

При проектировании по прототипу, естественно, что полюсное деление определяется выбранными размерами сердечника прототипа, а длина сердечника определяется по формуле (9-4). Если заданные при проектировании значения скорости вращения или частоты, превышения температуры обмотки и переходной реактивности отличаются от значений этих величин у прототипа,

необходимо соответствующим образом изменить длину или другие переменные основного уравнения для мощности (9-1).

2. Для синхронных машин с большим значением мощности на полюс (быстроходные гидрогенераторы, синхронные компенсаторы), как правило, выгодно выбирать максимальное возможное по условиям прочности полюсное деление. Обычно пользуются максимальной окружной скоростью, подсчитанной на диаметре сердечника статора, $v_{окр}$. При этом

$$\tau_{max} = \frac{v_{окр\ max}}{k_y \cdot 2f}. \quad (9\text{-}5)$$

Примерные значения максимальной окружной скорости для различных типов роторов приведены в табл. 9-1.

Таблица 9-1

Максимальные допустимые значения окружной скорости для явнополюсных синхронных машин

Конструкция обода ротора	Крепление полюса	Диаметр, *м*	Предел текучести* *кгс/мм²* σ_s	$v_{окр\ max}$ *м/сек*
Шихтованный обод шириной 0,5—1,0 *м*	Т-образные хвосты	15—20 10—15 6—10	40	130—150 135—160 140—170
Цельнокованый или собранный из дисков ротор	Хвосты Гребенка	Менее 5	30—40	150—170 150—190
Сварная обечайка	Болты	Менее 4	30—40	120—130

* При других свойствах материалов допустимая окружная скорость изменяется пропорционально $\sqrt{\sigma_s}$.

3. Для относительно тихоходных машин основным ограничением является значение диаметра. Диаметр гидрогенераторов ограничивается размерами здания ГЭС, для дизель-генераторов с горизонтальным валом увеличение диаметра свыше известных пределов приводит к недопустимому утяжелению статора вследствие необходимости сохранить его жесткость. С другой стороны, для этих типов машин требуется обеспечить определенное значение махового момента GD^2.

Значение махового момента на единицу длины машины пропорционально четвертой степени диаметра, если ротор представляет собой сплошной цилиндр. Для явнополюсных машин с достаточным приближением зависимость GD^2 от диаметра аппроксимируется формулой:

$$GD^2 \approx 5D^{3,5}l,\ т \cdot м^2. \quad (9\text{-}6)$$

Используя это равенство совместно с уравнением (9-2), получаем формулу для выбора минимального возможного значения диаметра

$$D \approx \frac{GD^2\sqrt{n^3 x_d'}}{15,5P} \quad (9\text{-}7)$$

Как и при выборе значения τ по максимальной окружной скорости, в этом случае длина находится с помощью формулы (9-4).

Приведенные выше три основных способа выбора главных размеров не исключают использования других зависимостей. Например, по условию при-

ближенного минимума приведенной стоимости активной зоны статора значение полюсного деления определяется линейной нагрузкой:

$$\tau \approx 845 \sqrt[3]{\frac{P}{2p} \frac{1}{AB_1}} \qquad (9\text{-}8)$$

и проверяется по приближенной формуле для реактивности рассеяния

$$x_l \leqslant \frac{A}{B_1} \left(\frac{2h_п}{\tau (b_п/t)} + \frac{1{,}63\tau}{l_i} \right) 10^{-6}$$

или, что то же самое,

$$h_п \leqslant 0{,}52 \frac{B_1}{A} \frac{b_п}{t} \left(x_l - 0{,}85 \cdot 10^{-9} \frac{\tau^3 A^2 2p}{P} \right). \qquad (9\text{-}9)$$

Наконец, при проектировании весьма мощных высокоиспользованных машин имеет смысл вести проектирование параллельно для нескольких вариантов главных размеров.

Независимо от способа предварительного выбора главные размеры могут изменяться и уточняться в процессе дальнейшего проектирования. Для проектировщика удобнее зафиксировать значение диаметра в самом начале проектирования и определить поперечную геометрию машины, с тем чтобы в дальнейшем корректировать только длину сердечника. Однако, если расчет ведется с помощью быстродействующей вычислительной машины, введение поправок к значениям обоих главных размеров не представляет трудности (см. гл. 10).

При выборе главных размеров ограничением длины сердечника являются в ряде случаев транспортные габариты. Особенно это относится к гидрогенераторам: при длине сердечника выше 2,5 *м* и большом полюсном делении провезти разъемный обмотанный статор по железной дороге затруднительно. Однако при диаметре по корпусу менее 5 *м* (неразъемный статор) длина сердечника уже не является ограничением.

2. Геометрия зубцового слоя и полюсной системы. Соотношения между размерами зубцовой зоны статора в значительной мере диктуются производственными и экономическими факторами.

С точки зрения наименьших затрат наиболее дорогого материала — высоковольтной изоляции желательно насколько возможно по условиям нагрева уменьшать относительный периметр паза $s = 2(h_п + b_п)/t$ и, следовательно, увеличивать объем тока в пазу до максимального возможного. С другой стороны, увеличение размеров катушки ограничивается производственными возможностями: формовка, изолировка, укладка катушки и тому подобные операции затрудняются с увеличением размеров. Кроме того, с увеличением размеров паза возрастают добавочные потери в меди, при постоянной толщине проводника примерно пропорциональные второй степени высоты паза, пульсационные и поверхностные потери, увеличивающиеся с ростом ширины паза.

Наконец, унификация размеров обмоточных проводов и ограничение применяемых в производстве штампов приводят к тому, что с ростом мощности и линейной нагрузки размеры пазов изменяются дискретно: для нескольких ближайших значений полюсного деления применяются одинаковые размеры пазов. В среднем указанные факторы приводят к тому, что объем тока в пазу $I_п = Is_п/a = At = jd$, так же как линейная нагрузка и пазовое деление, возрастает с увеличением полюсного деления и номинального напряжения:

$$A = k_1 (x_d')^{\alpha} \tau^{\beta}; \quad t = k_2 \tau^{\gamma}; \quad h_п = k_3 \tau^{\delta}. \qquad (9\text{-}10)$$

Зависимости $A(\tau)$, $t(\tau)$ и $h_п(\tau)$ для ряда существующих серий синхронных машин приведены на рис. 2-6—2-8. Наиболее простые зависимости для гидрогенераторов имеют вид:

$$A = 9 \cdot 10^4 \tau^{0,7},\ а/м; \quad h_п = 0{,}17 \tau^{0,84},\ м; \quad t = 0{,}1\ \tau^{0,84},\ м. \qquad (9\text{-}11)$$

12 Заказ 879

Если диаметр (τ) и линейная нагрузка A выбраны по требованиям обеспечения транспортной длины или махового момента с учетом значений реактивностей, то высота паза может быть выбрана из условия минимума приведенной стоимости (см. главу 10) по формуле $h_п \approx Ak$, где k — функция размеров и стоимостей.

Выбранное значение линейной нагрузки A и объема тока в пазу $I_п$ однозначно определяют шаг t или, что то же самое (при выбранном диаметре), число пазов статора

$$z_1 = \pi DA/I_п = \pi D/t. \tag{9-13}$$

Естественно, что в процессе проектирования этот выбор A и $I_п$ (или A и t) осуществляется в результате сравнения нескольких вариантов, так как число пазов z_1 может изменяться только дискретно.

Обычно объем тока в пазу $I_п = Is_п/a$ по экономическим соображениям не бывает меньше 1000 *а*, так как иначе расход изоляции чрезмерно возрастает и малое значение пазового деления трудно осуществить на практике.

Как указывалось выше, применяются два типа обмоток синхронных машин: стержневые с числом полувитков в пазу $s_п = 1$ (однослойные) или $s_п = 2$ (двухслойные) * и многовитковые катушечные, для которых $s_п > 2$.

Стержневые обмотки в принципе надежнее, так как толщина витковой изоляции в них равна двойной толщине корпусной изоляции. Кроме того, замена поврежденного стержня в эксплуатации проще, чем замена катушки. С другой стороны, при малом номинальном токе даже в неразветвленной обмотке ($a = 1$) объем тока в пазу при $s_п \leq 2$ получается ниже экономически выгодного значения, поэтому на практике при номинальном токе меньшем 1000 *а* стержневые обмотки применяются редко. В основном этот тип обмоток находит применение в гидрогенераторах и синхронных компенсаторах. В менее мощных генераторах и двигателях применяются многовитковые обмотки, позволяющие обеспечить нужный объем тока в пазу путем изменения числа полувитков $s_п$.

Верхний предел объема тока в пазу $I_п$ определяется производственными и экономическими факторами. С ростом объема тока в пазу при постоянном относительном перепаде температуры в изоляции размеры паза увеличиваются, а добавочные потери — поверхностные и пульсационные — при прочих равных условиях растут. Кроме того, возрастают добавочные потери в обмотке, поэтому, как указывалось выше, увеличение высоты паза сверх критической нецелесообразно. Наконец, с увеличением размеров паза возрастает трудность изготовления и крепления обмотки. Поэтому верхняя граница объема тока в пазу составляет в настоящее время 5000—7000 *а* для машин с косвенным охлаждением и 12 000—15 000 *а* для машин с непосредственным охлаждением обмотки.

На практике выбор объема тока в пазу часто определяется имеющимися штампами сердечника машины-прототипа или стандартными штампами для данного габарита.

Итак, объем тока в пазу определяется как одна из возможных комбинаций вида

$$I_{пi} = \frac{I}{a_i} s_п, \tag{9-14}$$

где a_i — возможное число параллельных ветвей обмотки; $s_п$ — число полувитков в пазу.

Для стержневых обмоток $s_п = 1$ или 2 и число возможных значений $I_п$ весьма ограниченно. Для многовитковых обмоток $s_п$ варьируется в широких пределах, всегда бывает четным и не превышает обычно 12. В этом случае полезно задаться значением A и t по рис. 2-8 или по данным машины-про-

---

* Иногда применяются обмотки с «дробным» числом слоев $s_п = 1^1/_2$ или $s_п = 1^1/_3$ (два полувитка в пазах имеют разное сечение).

типа, а затем определить по формуле (9-14) несколько значений $I_п$, близких к заранее выбранному.

Окончательное уточнение значений D, A, t, a, $I_п$ и z_1 производится с учетом ряда условий.

а. Число пазов сердечника статора и число параллельных ветвей обмотки. Предварительно выбранное по формуле

$$z_1 = \pi DA/I_п \tag{9-15}$$

(берется ближайшее целое) число пазов статора должно удовлетворять следующим требованиям: а) быть кратным числу фаз m и параллельных ветвей a обмотки, $z/(am)$ = целому числу; б) быть кратным числу разъемов (если статор разъемный), z/R = целому числу, $R = 1, 2, 4, 6, 8$; в) число пазов на полюс и фазу $q = z/(2pm)$ должно быть целым или дробным вида $q = b + c/d$, причем d не может быть кратно числу фаз m и должно быть меньше числа пар полюсов, $d = mk \pm 1$, $k = 1, 2, 3, \ldots$ и $d \leqslant p$. (В большинстве промышленных машин переменного тока $m = 3$); г) число параллельных ветвей a в свою очередь не может быть больше числа полюсов при целом q и кратно $2p$, $a \leqslant 2p$, $2p/a$ = целому числу, или больше числа полюсов, деленного на d при дробном q

$$a \leqslant 2p/d; \quad 2p/(ad) = \text{целому числу}.$$

Достаточно полная таблица чисел пазов приведена в [2-4].

б. Число пазов сердечника статора и трудность выполнения обмотки. Теоретически при соблюдении вышеуказанных условий любая обмотка может быть выполнена. Однако в стержневой волновой обмотке число и общая длина межполюсных перемычек определяются видом q. С одной стороны, наиболее простая схема с минимумом перемычек получается, если $c = (kd \pm 1) : 3$; тогда $c/d = \frac{2}{5}$, $\frac{3}{5}$ и т. д. С другой стороны, для получения минимума низших и дробных гармонических в кривой н. с. поля статора, вызывающих шумы и вибрации, такой вид дроби c/d нежелателен. Предпочтительнее $c = (kd \pm 1) : 6$ при $k = 1$ или 5. В результате дроби c/d будут следующими: $\frac{1}{5}$, $\frac{4}{5}$, $\frac{1}{7}$, $\frac{4}{7}$, $\frac{6}{7}$, $\frac{2}{11}$, $\frac{9}{11}$ и т. д. ($d = 5, 7, 11, 13$ и т. д.) и общая длина перемычек волновой обмотки будет невелика.

В § 9-5 более подробно освещен вопрос проектирования обмоток многополюсных машин.

в. Число пазов и использование стандартных листов электротехнической стали. Предварительно задавшись высотой паза по рис. 2-6—2-8 или по формуле (9-11) и высотой ярма $h_a \approx 0{,}3\tau$, можно определить наружный диаметр сердечника

$$D_a = D_i + 2h_п + 2h_a \approx D_i + \tau. \tag{9-16}$$

Затем можно определить при наружном диаметре более 990 *мм* количество и ширину отдельных штампованных листов, из которых собирается сердечник. Листы сердечника штампуются из стандартных листов электротехнической стали размером 750×1500, 1000×2000, 860×1720 и 600×1500 *мм* или из рулонов соответствующей ширины, как показано на рис. 9-1. Бо́льшая хорда штампованного листа сердечника должна быть на 5—10 *мм* меньше ширины стандартного листа стали или его части (740, 990, 850, 590 *мм*).

Самый простой случай, когда в сердечнике статора и в каждом его разъеме (если статор разъемный) содержится целое число листов с хордой H. В разъеме допускается укладывать и нецелое число листов ($k + 1/2$, например). Стандартные наружные диаметры, соответствующие стандартным размерам и целому количеству листов, приведены в § 6-2 и в [10-31].

Во всех случаях, если это возможно, желательно выбрать значение D_a из ряда, приведенного в § 6-2 и в [10-31]. Однако бывают такие числа пазов и полюсов, при которых в окружности сердечника или в дуге, соответ-

ствующей одному разъему, не укладывается целое число листов экономичной ширины.

Иногда необходимо подобрать число пазов m в листе сердечника, которое обеспечивает его экономичную ширину, и в результате в окружности сердечника или в его разъеме будет k целых листов и один лист уменьшенной ширины (в n пазов), получаемый с помощью специального штампа. Если в листе m пазов, то $z/s = km + n$.

Если $n = 0$, $m/2$ или $(m \pm 1) : 2$, то клинья или шпильки, на которых собираются листы сердечника, распределяются по окружности равномерно, а перекрой листов достигается укладкой с одного из краев разъема (в каждом слое — противоположного) листа с n пазовыми делениями.

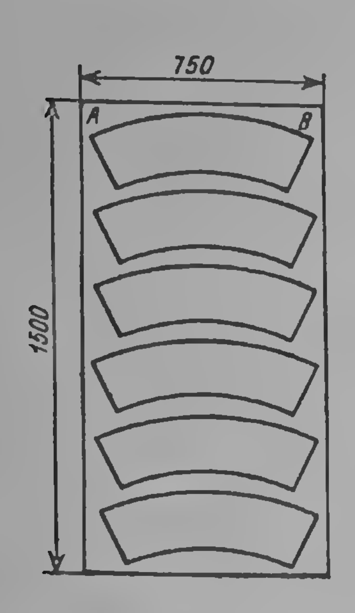


Рис. 9-1. Раскрой стандартного листа электротехнической стали

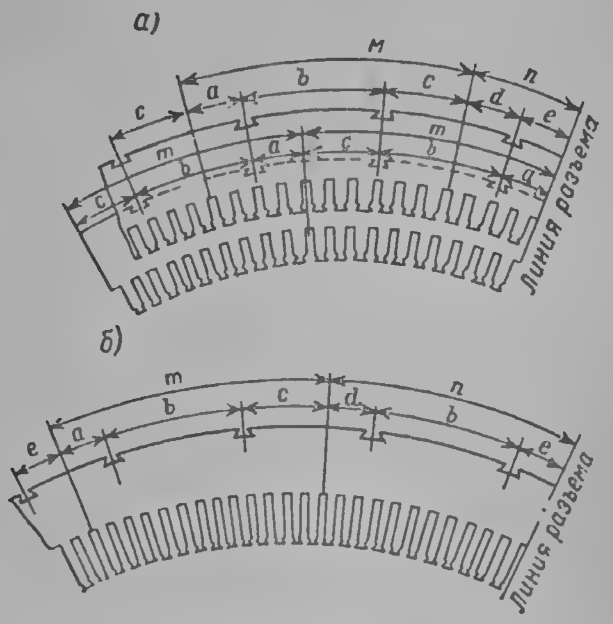


Рис. 9-2. Крепление крайнего в разъеме листа сердечника: *а* — на одном клине; *б* — на двух клиньях

Если же n сильно отличается от $m/2$, расстояние между клиньями вблизи стыков разъемов уменьшается. На рис. 9-2 изображены два возможных случая крепления крайнего листа: на одной шпильке (клине) и на других. В первом случае соблюдаются условия:

$$a = d = e = \frac{n}{2}; \quad b = \frac{m}{2}; \quad c = \frac{m-n}{2}; \quad tn \geq 200 \text{ мм}. \qquad (9\text{-}17)$$

Во втором случае

$$a = d = e; \quad b = \frac{m}{2}; \quad n = \frac{2n-m}{4}; \quad c = \frac{3m-2n}{4};$$

$$m \geq 4; \quad \frac{3m}{2} - 2 \geq n \geq \frac{m}{2} + 4. \qquad (9\text{-}18)$$

Если $m - n = 1$, то через слой, состоящий из $km + n$ пазов, из k больших и одного малого листов, укладывается слой из k больших и двух малых листов с $(n \pm 1)/2$ или $n/2$ пазами, размещаемых с двух сторон вблизи стыков.

Возможна сборка сердечника с $R - 1$ большими листами и одним листом, содержащим $m + n$ пазовых делений в каждом слое; тогда

$$a = d = e = \frac{2n+m}{4}; \quad b = \frac{m}{2}; \quad c = \frac{m-2n}{4} \text{ и } \frac{m}{2} - 2 \geq n. \qquad (9\text{-}19)$$

Все указанные выше условия удобно рассмотреть совместно, сопоставив их в табл. 9-2. Иногда эта таблица получается достаточно объемной, однако выбор подходящего варианта с ее помощью значительно облегчается, а при расчетах с помощью ЭВМ и вовсе не представляет затруднений.

Предварительно выбранное по рис. 2-6—2-8 или по формуле 9-9 либо 9-11 значение высоты паза $h_п$ уточняется по перепаду температуры в изоляции. Отношение ширины паза к пазовому делению $b_п/t \approx \approx 0{,}38 \div 0{,}42$, хотя встречаются и выходящие из этих пределов значения. Оптимальное с точки зрения насыщения зубцового слоя отношение $b_п/t$ определяется формулой:

$$\frac{b_п}{t} = 1 - \frac{B_\delta}{B_{z\,max}} \frac{l_t}{l_{ef}}. \qquad (9\text{-}20)$$

С точки зрения заполнения паза желательно, чтобы ширина его (в зависимости от напряжения) лежала в пределах:

U, в	До 500	3150	6300
$b_п$, *см*	0,9—1	1,2—1,4	1,4—1,8
U, в	10 500	13 800	15 750
$b_п$, *см*	1,8—2,0	2,0—2,2	2,2—2,3

Задавшись высотой и шириной паза, определяем с помощью табл. 7-29 или 9-3 толщину изоляции по ширине и высоте паза, а затем размеры витка:

$$a_в = \frac{h_п - h_к - \Delta_{из.\,в}}{s_п}; \quad b_в = b_п - \Delta_{из.\,ш}. \qquad (9\text{-}21)$$

Затем по табл. 7-30 подбирается стандартная ширина и высота элементарного проводника с учетом его собственной изоляции (0,35—0,4 *мм*), ближайшие к предварительно выбранным размерам, и число проводников в витке (стержне $n_{пр}$). Для стержневых обмоток желательно, чтобы шаг транспозиции (рис. 4-28) был не менее 30 *мм* и, следовательно, число элементарных проводников в стержне $n_{пр}$ ограничивается соотношением $l/n_{пр} \geqslant 30$. Высота элементарного проводника обычно находится в пределах 1,81—3,05 *мм*, площадь его сечения редко превышает 18—20 *мм*^{2}.

При проектировании машины с непосредственным охлаждением обмотки водой обычно на один полый проводник в стержне приходится 2—4 сплошных. Высота полого проводника составляет 5 *мм*, толщина его стенки 1,5 *мм*. Размеры наиболее употребительных полых проводников приведены в табл. 7-28.

Таблица 9-2

Варианты различного исполнения сердечника и обмотки

Номер варианта	Число пазов на полюс и фазу	Число пазов *z*	Число параллельных ветвей	Объем тока в пазу $aI_п = \frac{Is_п}{a}$, *а*	Условия раскроя листов разъемного статора: Число листов в разъеме	Хорда, *мм*	Число пазов в листе	Наружный диаметр D_a, *м*	Внутренний диаметр D_i, *м*	Пазовое деление *t*, *м*	Линейная нагрузка *A*, *а/м*
1	*q*	$z = \ldots$	$a_1 = \ldots$ $a_2 = \ldots$	$s_п = \ldots$ $I_п = \ldots$ $s_п = \ldots$ $I_п = \ldots$	$s_1 = \ldots$ $s_2 = \ldots$ $s_3 = \ldots$	$H_1 = \ldots$ $H_2 = \ldots$	$n_1 = \ldots$ $n_2 = \ldots$	$D_{a1} = \ldots$ $D_{a2} = \ldots$	$D_{i1} = \ldots$ $D_{i2} = \ldots$	$t_1 = \ldots$ $t_2 = \ldots$	$A_1 = \ldots$ $A_2 = \ldots$

Таблица 9-3

Двусторонняя толщина изоляции в пазах катушечных обмоток

Толщина изоляции, мм	Напряжение,					
	525	3150	6300	105[illegible]	[illegible]	[illegible]
По высоте паза при числе витков в катушке $s_п/2$	7,1	12,2	15,8	26,3	29,3	[illegible]
	$+0,2\left(\frac{s_п}{2}-2\right)$	$+1,1\left(\frac{s_п}{2}-2\right)$		$+3,3\left(\frac{s_п}{2}-2\right)$		
По ширине паза при числе проводников по ширине $k_ш$	3	4,9	6,8	10,0	11,[illegible]	1[illegible]
	$+0,1\,(k_ш-1)$			$+0,3\,(k_ш-1)$		

Примечание: при расчете размеров паза толщина изоляции элементарного проводника может быть принята равной 0,35—0,4 *мм*

После выбора размеров элементарного проводника уточняются размеры паза по ширине (см. табл. 7-29 и 9-3)

$$b_п = k_ш b'_{пр} + \Delta_{из} + \delta_ш$$

и по высоте: для стержневой обмотки

$$h_п = \frac{s_п}{k_ш}(n_{пр} + k_ш)\,a'_{пр} + \sum \Delta_{из} + h_к + \Delta_р + \delta_в,$$

для катушечной обмотки

$$h_п = \frac{s_п}{k_ш} n_{пр} a'_{пр} + \sum \Delta_{из} + h_к + \Delta_р + \delta_в. \qquad (9\text{-}22)$$

Здесь $a_{пр}$ — размер проводника по высоте, $b_{пр}$ — размер проводника по ширине, $n_{пр}$ — число проводников в одном стержне или витке, $k_ш$ — число проводников по ширине паза, $s_п$ — число полувитков в пазу, $\Delta_{из}$ — толщина изоляции по ширине паза, $\sum \Delta_{из}$ — суммарная толщина изоляции по высоте паза, $h_к$ — высота клина, зависящая от ширины паза и от объема тока в пазу (см. ниже), $h_к = 5 \div 15$ *мм*; $\Delta_р$ — допуск на разбухание: для стержневых обмоток $\Delta_р \approx 0{,}05 n_{пр} s_п / k_ш$, для катушечных обмоток $\Delta_р \approx 0{,}01 n_{пр} s_п / k_ш$; $\delta_ш$ и $\delta_в$ — технологические допуски на укладку: $\delta_ш = 0{,}2 \div 0{,}5$ *мм*, $\delta_в = 0{,}3 \div 0{,}5$ *мм*.

Размеры паза «в свету» округляются до 0,5 *мм*. Первая проверка размеров паза производится по перепаду температуры в изоляции, который не должен превышать 30—35 *град*. Плотность тока

$$j_a = \frac{I}{aq_a} = \frac{I}{an_{пр}q_{пр}}, \; a/мм^2, \qquad (9\text{-}23)$$

обычно находится в пределах 2,5—5 $a/мм^2$ для машин с воздушным охлаждением (см. рис. 2-6—2-8), причем верхний предел относится к машинам на низкое напряжение, и 6—8 $a/мм^2$ для машин с непосредственным жидкостным охлаждением.

Перепад температуры в изоляции паза

$$\theta_{из} = \frac{jAk_Ф}{4200} \cdot \frac{t}{2(b_п + h_п - h_к)} \frac{0{,}5\Delta_{из}}{\lambda_{из}}, \qquad (9\text{-}24)$$

где $k_Ф$ — коэффициент добавочных потерь, $\lambda_{из}$ — теплопроводность изоляции, *вт/(град·мм)*, 0,01 для некомпаундированной изоляции, 0,016 для компаундированной и 0,022 для изоляции, выполненной по способу «монолит» с совместной пропиткой обмотки и статора.

Для расчета магнитной цепи требуется еще уточнить «чистую» длину сердечника статора l, отличающуюся от полной длины l_t на суммарную длину радиальных вентиляционных каналов $n_2 b_r$:

$$l = l_t - n_r b_r. \qquad (9\text{-}25)$$

Количество радиальных вентиляционных каналов n_r определяется шириной пакета сердечника b, которая составляет от 40—50 *мм* (для машин с жидкостным охлаждением обмоток — до 65 *мм*):

$$n_r = \frac{l_t + b_r}{b + b_r} - 1. \qquad (9\text{-}26)$$

Канал обычно имеет ширину 10 *мм* (в редких случаях 5 *мм*).

Заполнение сердечника сталью зависит от толщины листа и толщины его изоляционного покрытия. Отношение эффективной длины сердечника к «чистой» l_{cl}/l называется коэффициентом заполнения пакета k_{cl}. Значения его таковы:

Толщина листа, *мм*	0,2	0,35	0,5	1,0	1,5	2,0
$k_{з.п}$ лакированного листа	0,85	0,91	0,93	0,96	0,975	0,985
k_{cl} листа, обклеенного бумагой	0,8	0,875	0,9	0,95	0,965	0,975

При проектировании магнитной цепи необходимо еще учесть, что в мощных машинах с большими зазорами крайние пакеты выполняются ступенчатыми (обычно 3—4 ступеньки шириной 5—7 *мм* и такой же высоты). Общая длины ступенек a_0 и высота c_0 учитывается в расчете идеальной длины воздушного зазора.

Аксиальные каналы в зубцах и ярме статора обычно бывают круглыми, реже щелевидными. Их размеры выбираются по условиям обеспечения достаточного расхода хладоагента.

После определения размеров статора обычно выбираются размеры полюсной системы.

3. Выбор размеров полюсов и воздушного зазора. Основные размеры полюсов, значения воздушного зазора δ, высоты и ширины полюса h_m и b_m и полюсного башмака h_p и b_p, а также длины полюса l_m и полюсного башмака l_p определяются несколькими факторами.

Заданные при проектировании значения синхронной (x_d) и переходной (x_d') реактивностей определяют величину зазора и размеры полюсов. Естественно, что чем больше воздушный зазор, тем меньше при прочих равных условиях x_d:

$$x_d \approx 0,4 \frac{A}{B_\delta} \cdot \frac{\tau}{\delta}, \qquad (9\text{-}27)$$

а выбранное значение δ не может быть меньше величины

$$\delta_{min} \geqslant 0,4 \frac{A}{B_\delta} \frac{\tau}{x_d}. \qquad (9\text{-}28)$$

С другой стороны, зазор не может быть меньше (с известным запасом) величины односторонней деформации обода при разгоне, определяемой в результате расчета на прочность.

Наконец, третьим фактором, ограничивающим величину зазора снизу, являются добавочные потери на поверхности полюсов. При большом пазовом делении статора и большом объеме тока в пазу зазор необходимо увеличивать во избежание чрезмерного роста этих потерь.

Сверху зазор ограничивается экономическими соображениями: с его увеличением растут потери в обмотке возбуждения и ее температура.

Таким образом, при заданном значении x_d нужно убедиться, не превышает ли деформация обода величины воздушного зазора, выбранного по значению x_d, и в случае необходимости увеличить зазор, а затем проверить при двух значениях зазора сумму потерь в обмотке возбуждения Q_e и поверхностных потерь $Q_{p0} + Q_{ph} + Q_{pz}$. Если

$$(Q_e + Q_{p0} + Q_{ph} + Q_{pz})_{\delta=\delta_1} \leqslant (Q_e + Q_{p0} + Q_{ph} + Q_{pz})_{\delta=\delta_2} \text{ и } \delta_2 > \delta_1,$$

то зазор можно еще увеличить. При этом нужно проверить температуру обмотки возбуждения.

В начале проектирования можно выбрать предварительно зазор только по значению x_d, проводя уточнения его величины на дальнейших этапах расчета.

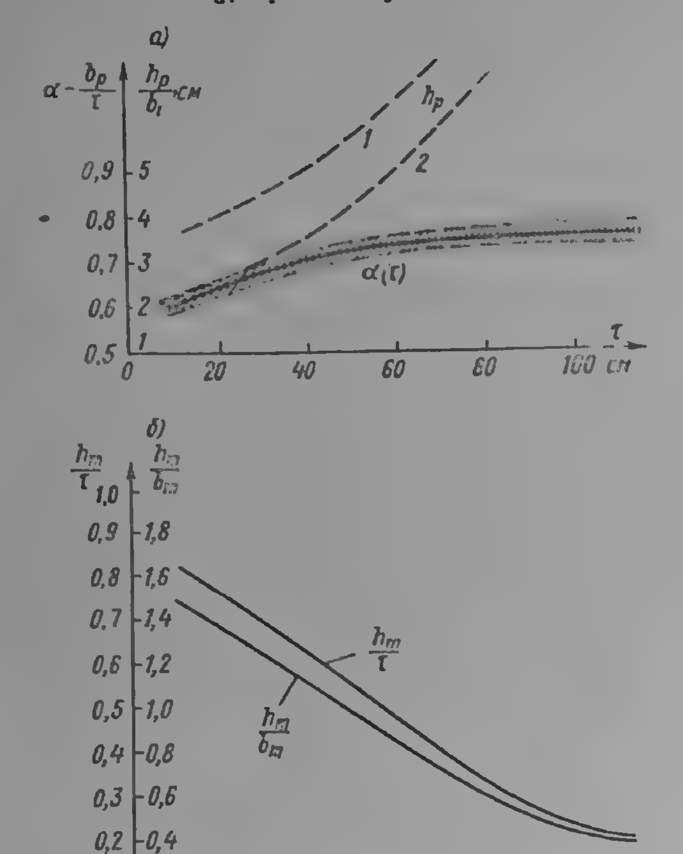


Рис. 9-3. Зависимость размеров полюсного башмака (*а*) и полюсного сердечника (*б*) от полюсного деления

1 — полюсный башмак с демпферной обмоткой, *2* — без демпферной обмотки

Отношение максимального зазора под краем полюса к минимальному под центром полюса δ_{max}/δ, как правило, выбирают равным 1,5. При этом радиус полюсного башмака

$$R_p = \frac{D_i}{2 + 8D_i \frac{\delta_{max} - \delta}{b_p^2}}. \qquad (9\text{-}29)$$

Прочие размеры полюсов h_p, b_p, h_m и b_m зависят от поперечной проводимости полюсов, определяющей значение реактивности рассеяния, и, следовательно, от полюсного деления. Их предварительные значения можно определить с помощью рис. 9-3.

Предварительно можно принять $h_p \approx 0{,}13\tau$,

$$\alpha = \frac{b_p}{\tau} = 0{,}7 \div 0{,}72;$$

$$b_m = \frac{\tau}{1{,}8}; \quad h_m = b_m(1{,}6 - 1{,}25\tau). \qquad (9\text{-}30)$$

После этого, если значение переходной реактивности жестко ограничено сверху, необходимо проверить, выполняется ли это ограничение, воспользовавшись приближенной формулой для x'_d:

$$x'_d = \frac{A}{B_\delta}(\lambda_\sigma + \lambda'_q). \qquad (9\text{-}31)$$

Здесь λ_σ — проводимость рассеяния статора,

$$\lambda_\sigma \approx 0{,}65\frac{h_п}{qb_п} + 0{,}82\frac{\tau}{l_i}; \qquad (9\text{-}32)$$

λ'_q — переходная проводимость рассеяния полюсов:

$$\left.\begin{aligned} \lambda'_q &= \frac{\lambda_d \lambda_f}{\lambda_d + \lambda_f}, \quad \lambda_d = 0{,}3\frac{\tau}{\delta}, \\ \lambda_f &= 0{,}03\frac{\tau}{\delta} + 1{,}3\frac{\lambda'_\sigma}{\alpha}, \\ \lambda'_\sigma &= \frac{h_p + \delta}{\tau(1-\alpha)} + 0{,}29\frac{\tau - b_m}{\tau(1-\alpha)} + 0{,}4\frac{h_m}{\tau - b_m} - 0{,}25. \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}33)$$

После предварительного выбора ширины полюсного сердечника b_m необходимо проверить по значению индукции в торце полюса в режиме холостого хода, а также нагрузки при $\cos\varphi = 0$:

$$b_m \leqslant 1{,}1 \frac{B_\delta}{B_m} \frac{l_p l_t}{l'_m \cdot k_{efp}} \sigma_m. \qquad (9\text{-}34)$$

Длина полюса l_m обычно выбирается равной длине сердечника статора l_t или на 50—100 *мм* меньшей. Длина башмака обычно равна длине полюса, $l_e = l_m$. Для режима холостого хода $B_m = 1{,}35 \div 1{,}5$ *тл* и

$$\sigma_m \approx 1 + \sigma_0 \frac{\lambda'_\sigma \delta}{\tau} \approx 1 + 0{,}52\,(1{,}4b_m + 6{,}5h_r)\frac{\delta}{\tau^2}. \qquad (9\text{-}35)$$

Для режима нагрузки при $\cos\varphi = 0$, $B_m = 1{,}8$—$2{,}0$ *тл* и

$$\sigma^*_m = 1 + (\sigma_m - 1)\left(1{,}2 + \frac{x_{ad}}{1 + x_l}\right). \qquad (9\text{-}36)$$

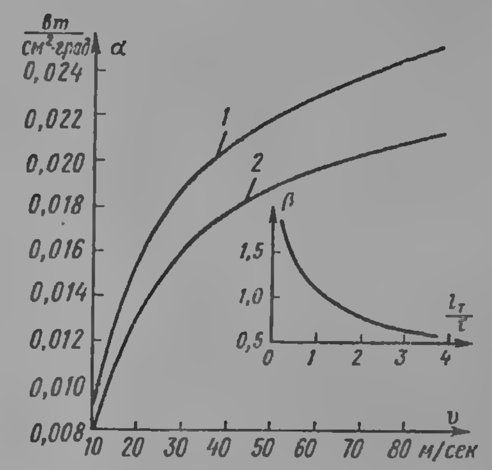


Рис. 9-4. Коэффициенты теплоотдачи поверхности катушки полюса

1 — аксиальная вентиляция, *2* — радиальная вентиляция

Проверка ширины полюса требуется еще и по условию размещения обмотки возбуждения. Н. с. возбуждения при этом можно принять равной

$$F_н = 2\delta B_\delta + 0{,}8A\tau. \qquad (9\text{-}37)$$

Определив максимальную ширину меди для прямоугольной катушки как

$$b_{max} \leqslant \pi\left(\frac{D_t - 2h_m - 2h_p - 2\delta}{2p}\right) - b_m - \delta_{из} - m, \qquad (9\text{-}38)$$

где m — минимальное возможное расстояние между катушками (обычно $m \geqslant 20$ *мм* для малых машин и $m \geqslant 40$ *мм* для крупных, или найдя ее по эскизу для катушки более сложной формы, найдем сечение меди на полюс). Для катушки с сечением прямоугольной формы

$$q_e w_e = b_e h_{Cu e}; \qquad (9\text{-}39)$$

$h_{Cu\,e} \approx h_m - 50$ для крупных машин.

После этого, найдя плотность тока

$$j_e = \frac{F_п}{2q_e w_e}, \qquad (9\text{-}40)$$

легко определить превышение температуры обмотки

$$\theta_e = \frac{j_e^2 b_e}{400} \frac{1}{\alpha} \frac{1}{\beta} \leqslant \vartheta_{max}, \qquad (9\text{-}41)$$

где α и β определяются по рис. 9-4.

По ГОСТ 183—66 ϑ_{max} составляет 95 *град*, но обычно принимается несколько меньшим с запасом на возможную неточность расчета (около 80—85 *град*). При оребрении поверхности катушки (см. рис. 9-36, *а*) можно увеличить α на 30%.

Выбор размеров демпферной (пусковой) обмотки диктуется, во-первых, ее влиянием на чистоту кривой э. д. с. машины и, во-вторых, ее термической стойкостью.

Если шаг демпферной обмотки равен шагу статора, $t_2 = t_1$, то контур, образованный двумя соседними стержнями, сцепляется практически с постоянным магнитным потоком. Если же $t_2 \neq t_1$, то поток, сцепляющийся с таким контуром, изменяется с частотой зубчатости $f = \frac{z_1 n}{60}$ на величину пульса-

ции, обусловленной зубчатостью статора, и, согласно правилу Ленца, наведенные в таком контуре токи уменьшают пульсации потока. Естественно, что при этом в демпферной обмотке возникают потери. Однако при неудачном выборе отношения t_2/t_1 демпферная обмотка сама может стать источником пульсаций э. д. с.

Поэтому, если число пазов на полюс и фазу статора дробное $\left(q = b + \frac{c}{d}\right)$, а значение $bd + c$ достаточно велико ($bd + c > 9$), шаг демпферной обмотки желательно принимать равным или кратным шагу статора: $t_2 = kt_1$, где $k = 1$ или 2.

В этом случае потери минимальны и пульсаций э. д. с. не возникает благодаря малости обмоточных коэффициентов для всех гармонических поля, порядок которых меньше $bd + c$.

Для числа пазов на полюс и фазу вида $q = b + \frac{1}{2}$ или, если $bd + c \leqslant \leqslant 9$, то и в случае целых q желательно, чтобы выполнялись условия:

$$\text{а) } t_2 < t_1; \quad \text{б) } t_2 = \frac{k}{n-1} \frac{6q}{6q \pm 1} t_1, \tag{9-42}$$

k — целое число, более или менее близкое к $n - 1$;

$$\text{в) } \frac{2\tau}{t_2} - (6q \pm 1) \geqslant 3. \tag{9-43}$$

При соблюдении этих условий обеспечивается практическая чистота кривой э. д. с., и в то же время остается известная возможность варьировать шаг, а следовательно, и диаметр стержня демпферной обмотки.

Количество стержней на полюс может быть ограничено снизу максимальным (а сверху минимальным) значением сверхпереходной реактивности. Диаметр круглого стержня ограничивается снизу требованиями термической стойкости при несимметричной нагрузке, несимметричных коротких замыканиях, а для двигателей — еще и требованием асинхронного пуска от сети. Поэтому для синхронных генераторов с воздушным охлаждением суммарное сечение стержней демпферной обмотки предварительно принимается в среднем равным 15—30% сечения обмотки статора на полюс, а сечение короткозамыкающего кольца — равным примерно половине суммарного сечения стержней.

По требованию термической стойкости при внезапных несимметричных коротких замыканиях машина должна допускать определенное значение среднеквадратичного тока обратной последовательности I_2^2 (в долях $I_н$) в течение определенного времени t. Обычно $I_2^2 t \geqslant 40$. Общее сечение стержней на полюс в этом случае будет

$$n_b q_b \geqslant 0{,}75 \cdot 16^{-6} A\tau \sqrt{I_2^2 t}, \ м^2. \tag{9-44}$$

При $I_2^2 t = 40$

$$n_b q_b \geqslant 0{,}5 \cdot 10^{-5} A\tau, \ м^2. \tag{9-45}$$

По условию прямого пуска от сети суммарное сечение стержней на полюс ограничено предельным нагревом стержней ϑ_b (обычно $\vartheta_b \leqslant 250$ *град*)

$$n_b q_b \geqslant \frac{GD^2 \cdot n^2}{5 \cdot 10^9 \vartheta_b p}, \ м^2. \tag{9-46}$$

С учетом приближенной зависимости GD^2 от D_i и l (9-6)

$$n_b q_b \geqslant \frac{D_i^{3,5} n^2}{10^9 \vartheta_b p} \approx \frac{0{,}136 f p^{0,5} \tau^{3,5}}{10^6 \vartheta_b}, \ м^2. \tag{9-47}$$

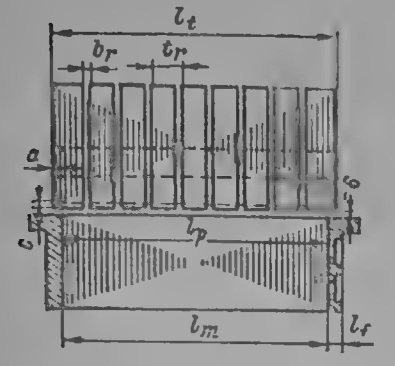
1. Расчет магнитной цепи. Расчет магнитной цепи производится для ряда режимов, и по его результатам вносятся поправки к предварительно выбранным размерам (рис. 9-5).

Основой расчета является значение основной гармонической поля в зазоре при холостом ходе Φ_1:

$$\Phi_1 = \frac{0{,}0045 U_\text{ф}}{w k_{\text{об}1}} \left(\frac{f}{50}\right), \ \textit{вб}, \qquad (9\text{-}48)$$

где $U_\text{ф}$ — фазное напряжение, *в*; w — число витков обмотки на фазу:

$$w = \frac{z s_\text{п}}{2ma}; \ \text{при } m = 3 \ w = \frac{z s_\text{п}}{6a}; \qquad (9\text{-}49)$$



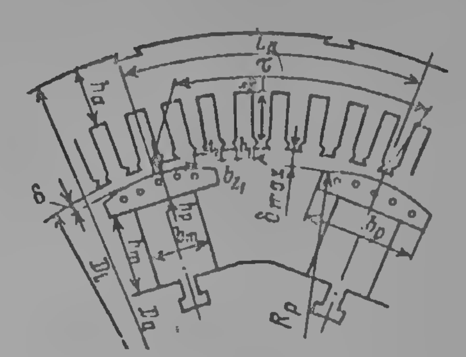


Рис. 9-5. Размеры магнитной цепи

$k_\text{об}$ — обмоточный коэффициент,

$$k_\text{об} = k_\text{у} k_\text{р}; \qquad (9\text{-}50)$$

$k_\text{у}$ — коэффициент укорочения шага обмотки, для пространственной гармонической порядка ν

$$k_\text{у} = \sin (\nu\beta\pi/2); \qquad (9\text{-}51)$$

если первый частичный шаг обмотки $y_1 < 3q$, то

$$\beta = y_1/(3q); \qquad (9\text{-}52)$$

если же, как это часто имеет место в волновых обмотках, $y_1 > 3q$, то

$$\beta = 2 - \frac{y_1}{3q}; \qquad (9\text{-}53)$$

$k_\text{р}$ — коэффициент распределения обмотки, зависящий от ширины фазной зоны $k\pi/m$ ($k = 1$ или 2), для гармонической порядка ν

$$k_{\text{р}\nu} = \frac{\sin \nu \dfrac{k\pi}{2m}}{q \sin \dfrac{\nu k\pi}{2mq}}. \qquad (9\text{-}54)$$

В двухслойных трехфазных обмотках фазная зона составляет $\pi/3$ и для основной гармонической значения $k_\text{р}$ в зависимости от q или от ($bd + c$ — для дробных q) таковы:

q ($bd + c$) . . .	1	2	3	4	5	Более 8
$k_\text{р}$	1	0,966	0,960	0,958	0,957	0,955

При скосе пазов или полюсов $k_\text{об} = k_\text{р} k_\text{у} k_\text{с}$, где $k_\text{с}$ — коэффициент скоса,

$$k_\text{с} = \frac{\sin \dfrac{\nu\rho\pi}{6q}}{\left(\dfrac{\nu\rho\pi}{6q}\right)}; \qquad (9\text{-}55)$$

здесь ρ — значение скоса в долях пазового деления (1 или $^1/_2$).

Расчет индукций и н. с. участков магнитной цепи производится с помощью табл. 9-4.

Расчет коэффициентов рассеяния полюсной системы производится по формулам:

$$a_p = \frac{b_p - b_m}{2}; \quad d_i = h_p + \delta - \frac{b^2 p}{4D_i}, \quad c_p = \tau - b_p - \frac{\pi d_i}{p};$$

$$\sigma_m = 1 + \frac{2l'_m \lambda_{mp}(F_\delta + F_a + F_z)}{\Phi} \approx 1 + \frac{2l'_m \lambda_{mp} \cdot 1{,}07 F_\delta}{\Phi};$$

$$\sigma'_m = 1 + \frac{2l'_m \lambda_{mp}(F'_\delta + F'_a + F'_z + F_{ad})}{\Phi'};$$

$$\sigma'_{mн} = 1 + \frac{2l'_m \lambda_{mp} \sum F_{sн} \frac{1}{l_i} \sqrt{\left(\sin\varphi + x_\sigma + \frac{E_{ad} e_l}{\sum F_{sн}}\right)^2 + \cos^2\varphi}}{\Phi_н};$$

$$\sum F_{sн} = F'_{\delta н} + F'_{aн} + F'_{zн} \text{ при } c_i \approx \sqrt{(\sin\varphi \pm x_\sigma)^2 + (\cos\varphi)^2};$$

$$\sigma_p = 1 + (\sigma_m - 1)\frac{\lambda_{pl}}{\lambda_{mp}}; \quad \sigma'_p = 1 + (\sigma'_m - 1)\frac{\lambda_{pl}}{\lambda_{mp}};$$

$$\sigma_{pн} = 1 + (\sigma_{mн} - 1)\frac{\lambda_{pl}}{\lambda_{mp}};$$

$$\lambda_{mb} = 0{,}37\frac{b_m}{l'_m}; \quad \lambda_{ml} = \frac{0{,}55 h_m}{\tau - b_m - \frac{\pi}{2p}(h_m + 2h_p + 2\delta)};$$

$$\lambda_{pl} = 1{,}4\left(\frac{d_l}{c_p} - 0{,}25\right) + 0{,}55\left(\frac{a_p}{c_p} + 0{,}2\right) - 0{,}4\left(\frac{a_p}{c_p} - 0{,}5\right)^2.$$

Если $\frac{dl}{c_p} \leqslant 0{,}25$, первым членом можно пренебречь;

$$\lambda_{mp} = \lambda_{mb} + \lambda_{pl} + \lambda_{ml}.$$

$F_{ad} = k_{ad} F_A$ см. стр. 376; σ''_m определяется так же, как σ'_m, но F_{ad} надо брать со знаком минус.

После расчета индукций и н. с. участков магнитной цепи производится обычно оценка магнитного состояния машины и при необходимости корректируются размеры сердечника.

Обычно допускаемые значения индукции (в теслах) на различных участках магнитной цепи лежат в пределах:

Индукция	B_a	$B_{z^1/_3}$	B_m	B_δ
Холостой ход	1,2—1,5	1,35—1,75	1,3—1,6	0,55—1,0
$\cos\varphi \neq 0$	1,3—1,7	1,25—2,05	1,85—2,1	0,6—1,1

Задаваясь различными значениями напряжения (0,5; 0,75; 1,0; 1,15; 1,25; 1,3 номинального), подсчитываем характеристику холостого хода $F_н(U)$. Обычно нормальной считается характеристика следующего вида:

U, о. е.	0,58	1,0	1,21	1,33	1,4	1,46	1,51
$i_e = \frac{F_н}{2w_e}$, о. е.	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5

Совпадение расчетной характеристики с нормальной не обязательно. Желательно, чтобы н. с. сердечника статора при холостом ходе F_a F_z составляла 6—10% F_δ и чтобы при сбросе нагрузки напряжение не превышало $1{,}3U_н$.

Таблица 9-4

Расчет магнитной цепи

Расчетные величины	Ярмо статора	Зубцы статора	Воздушный зазор	Полюс ротора	Стык полюса с ярмом (ободом) ротора	Ярмо ротора
Длина участка	$l_{ef} = k_{ef} l$; $l = l_t - n_r b_r$; $k_{ef} = 0{,}93$ для лакированной стали толщиной 0,5 *мм*; $k_{ef} = 0{,}9$ для листов, оклеенных бумагой		$l_l = \frac{l'_t + l'_p}{2}$; $l'_t = l_t - 2a + \frac{a\delta}{\frac{c}{2} + \delta}$; $l'_p \approx l_p + 2\delta$; $l_l \approx l_t + \delta$	$l'_m = 0{,}97 l_m + l_f$; $l_f \approx 5{,}0 \div 6{,}0$ *см*; Для массивных полюсов $l'_m = l_m$	—	Аналогично ярму статора
Ширина участка	$h'_a - h_a - 0{,}005$ *м*; при аксиальных каналах диаметром $d_к$, расположенных в n рядов, $h'_a = h_a - 0{,}05 - \frac{2}{3} n d_к$	$3qb_{z\,1/3}$; $b_{z\,1/3} = \pi \frac{D_l + \frac{2}{3} h_п}{z} - b_п - 0{,}05$	$b_p = \alpha\tau$	b_m	—	$h'_a = h_a$ (по чертежу)
Площадь участка	$2Q_a = 2h'_a l_{ef}$, *м²*	$Q_{z\,1/3} = 3qb_{z\,1/3} l_{ef}$, *м²*	$Q_\delta = l_l b_p$	$Q_m = l'_m b_m$, *м²*	—	Аналогично ярму статора
Длина силовой линии	$L_a = \pi \frac{D_a - h_a}{2p}$, *м*	$L_z = 2h_п$, *м*	$L_\delta = 2\delta' k_\delta$, *м*; $\delta' = \delta + \frac{1}{3}(\delta_{max} - \delta)$; $k_\delta = k_{\delta_1} k_{\delta_2} k_{\delta_3}$; $k_{\delta_1} = \frac{t + 10\delta'}{t_1 - b_п + 10\delta'}$; $k_{\delta_2} = \frac{t_2 + 10\delta'}{t_r - b_r + 10\delta'}$; $k_{\delta_3} = \frac{t_3 + 10\delta'}{t_2 - b_s + 10\delta'}$ см. рис. 9-5	$L_m = 2(h_m + h_p)$, *м*	—	$L_a = \pi \frac{D_l - 2\delta - 2h_p}{2p} - \frac{2h_m - h_a}{2p}$

Продолжение табл.

Расчетные величины	Ярмо статора	Зубцы статора	Воздушный зазор	Полюс ротора	Стык полюса с ярмом (ободом) ротора	Ярмо ротора
Расчетный поток при холостом ходе	$\Phi = k_\Phi \Phi_1$; k_Φ см. на рис. 9-6	$\Phi_\lambda = \Phi k_\lambda$; k_λ см. на рис. 9-7		$\Phi_m = \sigma_m \Phi$; σ_m, см. стр. ∞	—	Аналогично ярму статора
Индукция	$B_a = \frac{\Phi}{2Q_a}$	$B_{z\,1/3} = \frac{\Phi_\lambda}{\alpha Q_{z\,1/3}}$	$B_\delta = \frac{\Phi_\lambda}{Q_\delta}$	$B_m = \frac{\Phi_m}{Q_m}$	—	В крупных машинах, как правило, F_{a2} пренебрежимо мало
Удельная н. с.	$f_a = k_a \cdot f(B_a)$, см. на рис. 9-8	$f_z(B_{z\,1/3})$, см. на рис. 9-8	$f_0 = \frac{1}{\mu_0} B_0$	$f_m(B_m)$, см. на рис. 9-8	—	
Полная н. с.	$F_a = f_a L_a$	$F_z = f_z L_z$	$F_0 = f_0 L_0$	$F_m = f_m L_m$ При $U > U_н$ следует считать индукции в трех сечениях полюса и определять среднюю эффективную удельную н. с. (как ниже)	$F_j = 500 B_m$	
Расчетный поток при номинальной нагрузке и $\cos\varphi = 0$ отстающем	$\Phi' = \Phi(1 + x_\sigma)$	$\Phi'_\lambda = \Phi_\lambda (1 + x_\sigma)$		$\Phi'_m = \Phi' \sigma_m$, $\Phi_p = \Phi' \sigma_p$		
Индукция	$B'_a = \frac{\Phi'}{2Q_a}$	$B'_{z\,1/3} = \frac{\Phi'_\lambda}{\alpha Q_{z\,1/3}}$	$B'_\delta = \frac{\Phi'_\lambda}{Q_\delta}$	$B'_m = \frac{\Phi'_m}{Q_m} \frac{(x'_p - x_\sigma)\Phi}{Q}$, $B'_p = \frac{\Phi'_p}{Q_m} + \frac{(x'_p - x_\sigma)\Phi}{Q_m}$ $B'_{m\,1/3} = B'_p + 0{,}75(B'_m - B'_p)$		

Расчетные величины	Ярмо статора	Зубцы статора	Воздушный зазор	Полюс ротора	Стык полюса с ярмом (ободом) ротора	Ярмо ротора
Удельная н. с.	$f'_a = k_a f'$, см. на рис. 9-8 $f' = f(B'_a)$	$f'_z = f(B'_{z\,1/3})$, см. на рис. 9-8	$f'_\delta = \frac{1}{\mu_0} B'_\delta$	$f'_m = f(B'_m)$, $f'_p = f(B'_p)$, $f'_{m\,1/2} = f(B'_{m\,1/2})$, см. на рис. 9-8 $f'_{ср} = \frac{f'_m + 4f'_{m\,1/2} + f'_p}{6}$		
Полная н. с.	$F'_a = f'_a L_a$	$F'_z = f'_z L_z$	$F'_\delta = f'_\delta L_\delta$	$F'_m = f'_{ср} L_m$	$F_l = 500 B'_m$	В крупных машинах, как правило, F_{a2} пренебрежимо мало
Расчетный поток при номинальной нагрузке и $\cos\varphi = 0$ «опережающем»	$\Phi'' = \Phi(1 - x_\sigma)$	$\Phi'_\lambda = \Phi_\lambda(1 - x_\sigma)$		$\Phi''_m = \Phi'' \sigma''_m$		
Индукция	$B''_a = \frac{\Phi''}{2Q_a}$	$B''_{z\,1/3} = \frac{\Phi''_\lambda}{\alpha Q_{z\,1/3}}$	$B''_\delta = \frac{\Phi''_\lambda}{Q_\delta}$	$B_m = \frac{\Phi''_m}{Q_m} + \frac{(\sigma_p - \sigma_\sigma)\Phi}{Q_m}$		
Удельная н. с.	$f''_a = k_a f''$, см. на рис. 9-8	$f''_z = f(B''_{z\,1/3})$, см. на рис. 9-8	$f''_\delta = 0{,}8 B''_\delta$	$f''_m = f(B''_m)$, см. на рис. 9-8		
Полная н. с.	$F''_a = f''_a L_a$	$F''_z = f''_z L_z$	$F''_\delta = f''_\delta L_\delta$	$F''_m = f''_m L_m$	$F''_l = 500 B_m$	

Продолжение табл. 9-

Расчетные величины	Ярмо статора	Зубцы статора	Воздушный зазор	Полюс ротора	Стык полюса с ярмом (ободом) ротора	Ярмо ротора
Расчетный поток * при номинальной нагрузке и $\cos\varphi = 0$ «нормальном»	$\Phi'_{\text{н}} = \sqrt{\cos\varphi^2 \pm (\sin\varphi + x_\sigma)^2}\,\Phi \approx (1 \pm x_\sigma \sin\varphi)\,\Phi$	$\Phi'_\lambda = k_\lambda \Phi'_{\text{н}}$		$\Phi'_{m\text{н}} = \Phi'_{\text{н}}\sigma'_{m\text{н}}$, $\Phi'_{p\text{н}} = \Phi_{\text{н}}\sigma'_{p\text{н}}$		
Индукция	$B'_{a\text{н}} = \frac{\Phi'_{\text{н}}}{2Q_a}$	$B'_{z\,1/3\,\text{н}} = \frac{\Phi'_{\lambda\text{н}}}{\alpha Q_{z\,1/3}}$	$B'_{\delta\text{н}} = \frac{\Phi_{\lambda\text{н}}}{Q_\delta}$	$B'_{m\text{н}} = \frac{\Phi'_{m\text{н}}}{Q_m} + \frac{(x'_p - x_\sigma)\,\Phi}{Q_m}$, $B'_{pN} = \frac{\Phi_{p\text{н}}}{Q_m} + \frac{(x'_p - x_\sigma)\,\Phi}{Q_m}$, $B'_{m\,1/2\,\text{н}} = B'_{p\text{н}} + 0{,}75\,(B'_{m\text{н}} - B'_{p\text{н}})$		
Удельная н. с.	$f'_{a\text{н}} = k_a f'_{\text{н}}$, см. на рис. 9-8	$f'_{z\text{н}} = f\,(B'_{z\,1/3\,\text{н}})$ см. на рис. 9-8	$f'_{\delta\text{н}} = 0{,}8B'_{\delta\text{н}}$	$f'_{m\text{н}} = f\,(B'_{m\text{н}})$, $f'_{p\text{н}} = f\,(B'_{p\text{н}})$, $f'_{m\,1/2\,\text{н}} = f\,(B'_{m\,1/2\,\text{н}})$, см. рис. 9-8, $f'_{\text{ср. н}} = \frac{f'_{m\text{н}} + 4f'_{m\,1/2\,\text{н}} + f'_{p\text{н}}}{6}$		—
Полная н. с.	$F'_{a\text{н}} = f'_{a\text{н}} L_a$	$F'_{z\text{н}} = f'_{z\text{н}} L_z$	$F'_{\delta\text{н}} = f'_{\delta\text{н}} L_\delta$	$F'_{m\text{н}} = f'_{\text{ср. н}} L_m$	$F'_{jN} = 500B'_{m\text{н}}$	—

* Плюс относится к случаю «отстающего» $\cos\varphi_{\text{н}}$, а минус к случаю «опережающего» $\cos\varphi_{\text{н}}$. Сопротивления x_σ и $x'_p = x_\sigma + x_{ad}\frac{k_{ad} - 1}{k_{ad}} \approx 0{,}02\frac{A}{B_\delta}\cdot\frac{\tau}{\delta}$ см. ниже.

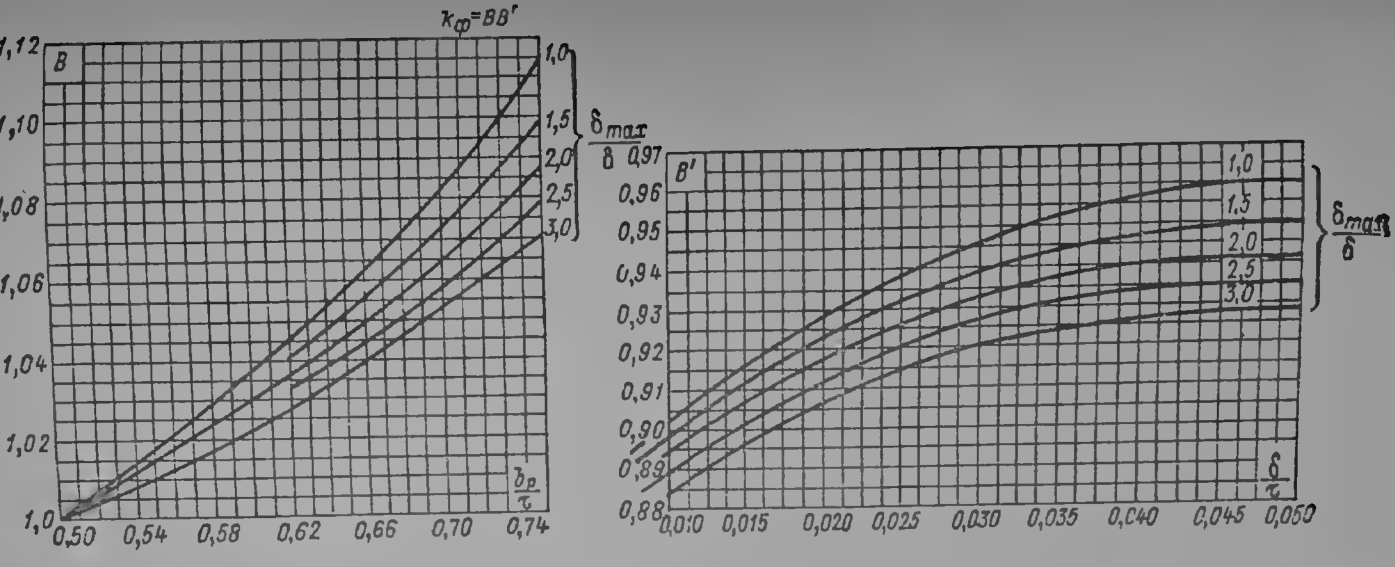


Рис. 9-6. Коэффициент формы поля

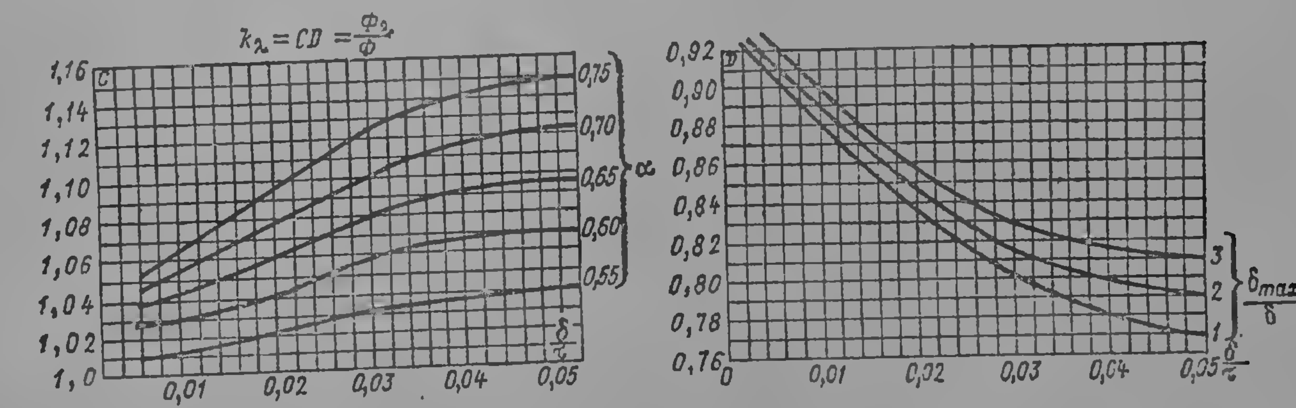


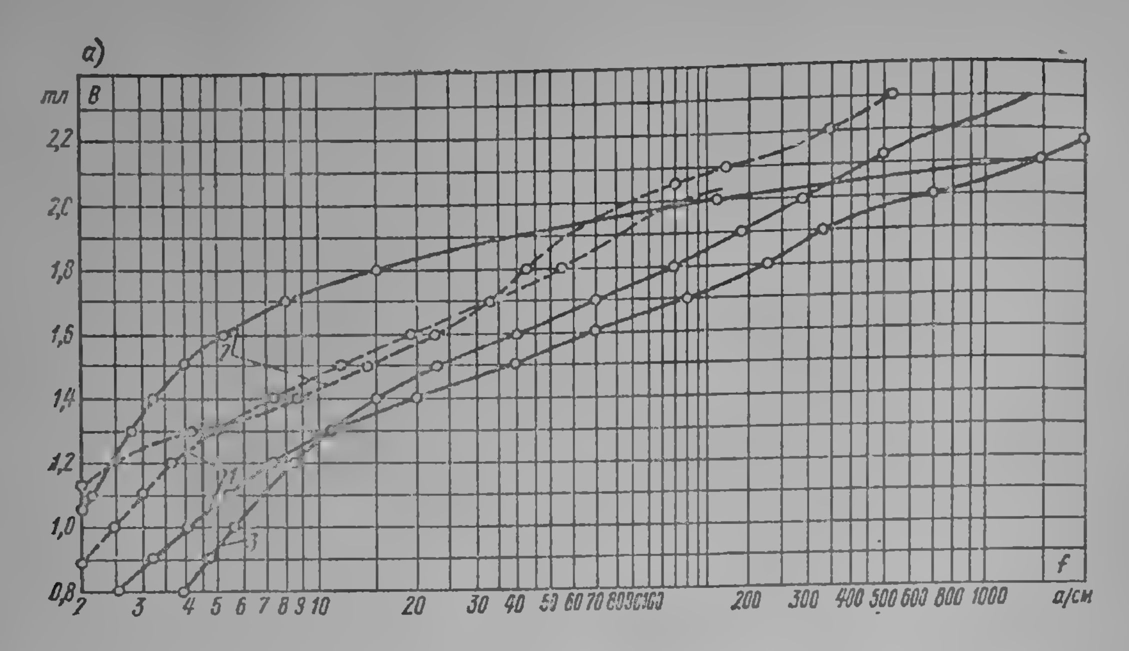
Рис. 9-7. Коэффициент для расчета потока, входящего в полюсный башмак

2. Расчет н. с. возбуждения в различных режимах и построение диаграмм. Расчет обмотки возбуждения. *а. Шведская диаграмма* строится по характеристике холостого хода. Определяются н. с. для режимов короткого замыкания

$$F_к = F_{ad} + x_l F_\delta \tag{9-56}$$

и режимов нагрузки при $\cos\varphi = \pm 0$ (табл. 9-4):

$$\left.\begin{aligned} F_l' &= F_\delta' + F_a' + F_z' + F_m' + F_l' + F_{ad}', \\ F_l &= F_\delta'' + F_a'' + F_z' + F_m'' + F_l'' - F_{ad}''. \end{aligned}\right\} \tag{9-57}$$



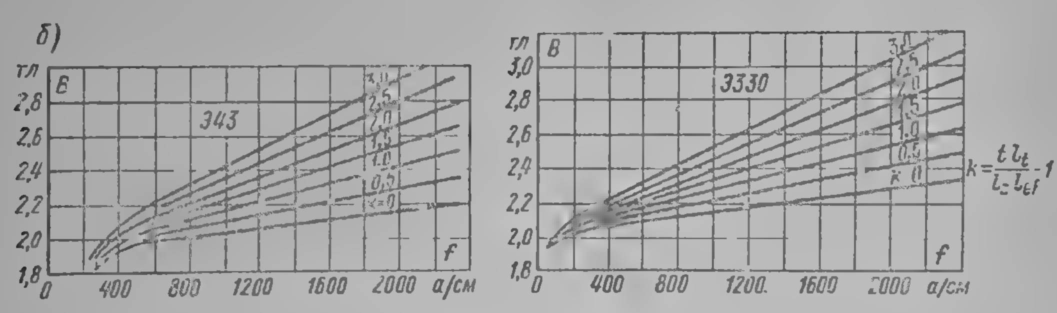


Рис. 9-8. Кривые намагничивания (*а*)

1 — Э43, *2* — Э330, *3* — конструкционная сталь. ——— — зубцы (основная кривая намагничивания), — — — — ярмо;

кривые намагничивания для зубцов с учетом ответвления части потока в паз (*б*)

Построение диаграммы показано на рис. 9-9. Окружность токов проходит через три точки — концы отрезков F_l'', F_l и $F_к + 0{,}8x_d' (F_0 - F_\delta) \approx \approx 1{,}1 F_к$. Если построена вся х. х. х., то конец F_l' может быть найден с помощью перевернутого треугольника короткого замыкания ABC, предварительно построенного у точки C, абсцисса которой равна F_l'; основание треугольника равно $F_к$, а сторона AB параллельна прямолинейной части х. х. х.

После определения н. с. при нагрузке F можно окончательно выбрать размеры обмотки возбуждения, задавшись током i_e, соответствующим параметрам возбудителя (или напряжением U_e и по нему подобрать ток i_e). Тогда число витков на полюс будет

$$w_e \approx F_n/(2i_e). \tag{9-58}$$

Виток обмотки подбирается из стандартных шин прямоугольного или специального сечения. Окончательная проверка температуры обмотки возбуждения после определения размеров витка и плотности тока i_e производится по формулам (9-40), (9-41). Высота катушки

$$h_к = (a_e + \Delta_и)(w_e + 1) + 2t_ш + t_с + \Delta_р, \quad (9\text{-}59)$$

где a_e — высота витка, $\Delta_и$ — толщина изоляции (0,4 *мм*), $t_ш$ — толщина изоляционной шайбы ($t_ш \approx 1{,}5a_e$, но не менее 12 *мм*), $t_с$ — толщина стальной шайбы (3—4 *мм*), $\Delta_р$ — допуск (2 *мм*).

Высота катушки не должна превышать ранее выбранной высоты полюса.

При необходимости определения н. с. при частичных нагрузках производят построение, показанное на рис. 9-10: высоты треугольников короткого

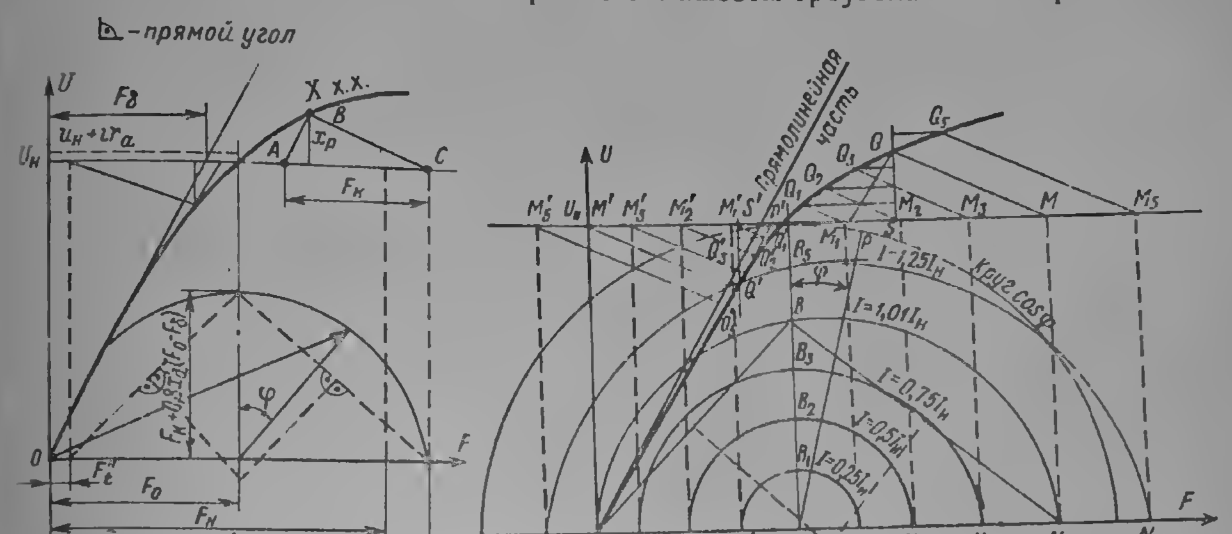


Рис. 9-9. Построение шведской диаграммы

Рис. 9-10. Построение серии диаграмм

замыкания делят на n равных частей, из точек деления проводят абсциссы до пересечения с характеристикой холостого хода, а из этих точек — линии, параллельные BC (получая таким образом треугольники для частичных нагрузок). Их крайние точки сносят на ось абсцисс. Вектор $F_к + 0{,}8x_d(F_0 - F_\delta)$ также делят на n равных частей и через соответствующие точки проводят окружности токов для частичных нагрузок. Определение тока, соответствующего данному $\cos\varphi$, производят так же, как для полной нагрузки, но на соответствующей окружности.

б. Угловая характеристика. Более точное построение позволяет найти не только ток возбуждения, но и рабочий угол δ с учетом насыщения по осям d и q, построить угловую характеристику.

Как известно из общего курса электрических машин, работе синхронной машины соответствует при U = const (бесконечно мощная сеть) следующее уравнение мощности:

$$P_a = \frac{EU}{x_d}\sin\delta + \frac{U^2}{2}\,\frac{x_d - x_q}{x_d x_q}\sin 2\delta. \quad (9\text{-}60)$$

Как легко заметить из рис. 9-11, *а*, диаграмму э. д. с. явнополюсной машины можно строить так же, как и неявнополюсной, если вместо вектора U (OO_1) отложить вектор $U\frac{x_d}{x_q}$ (OO_2). Построив окружность диаметром O_1O_2, равным $U\frac{x_d - x_q}{x_q}$ и соединив точки A и O_2, определим угол δ и ток возбуждения в долях тока холостого хода как величину отрезка $\overline{DA} = E$. Диаграмма

э. д. с. ненасыщенной машины будет подобна диаграмме э. д. с., если все величины диаграммы э. д. с. поделить на x_d (рис. 9-11, *б*).

Отложив по оси абсцисс отрезки U/x_d (OO_1) и U/x_q (OO_2), проведем окружность диаметром O_1O_2 и окружность токов радиусом I. Соединив конец вектора тока — точку A с точкой O_2, найдем угол δ и значение тока возбуждения E/x_d — отрезок $\overline{AD}$. Диаметр круга DH пройдет под углом 2δ к оси абсцисс. Для построения угловой характеристики проведем несколько лучей из точки O_2 (O_2A_1; O_2A_2; O_2A_3) и от точек пересечения этих лучей с окружностью O_2D_1D (D_1; D_2; D_3) отложим постоянное значение E/x_d,

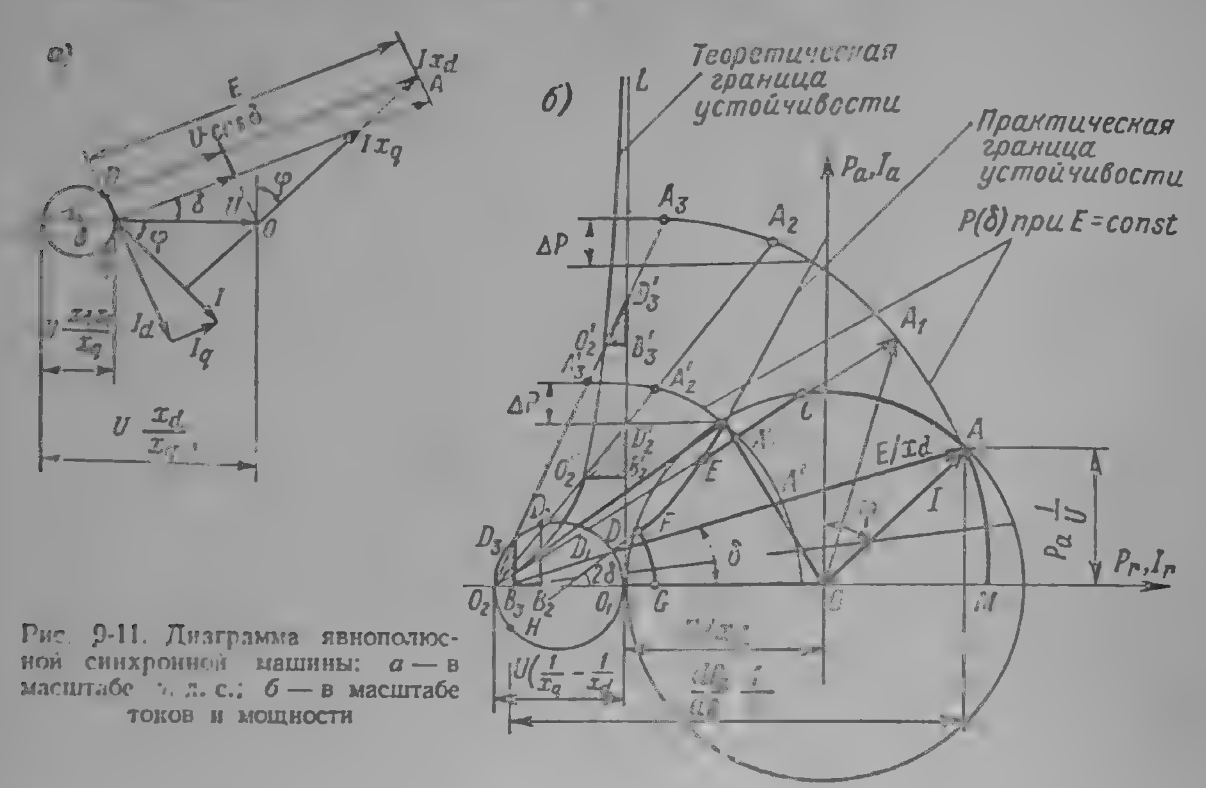


Рис. 9-11. Диаграмма явнополюсной синхронной машины: *а* — в масштабе э. д. с.; *б* — в масштабе токов и мощности

равное D_iA_i. Кривая, соединяющая точки [illegible] является угловой характеристикой, построенной в своеобразной [illegible]: ее ординаты, каждая из которых соответствует определенному [illegible], равны значениям мощности в масштабе $1/U$, а разности абсцисс точек [illegible] K равны синхронизирующей мощности $dP_a/d\delta$; отрезки же O_1A [illegible] статора. Теоретическая граница устойчивости строится следующим образом: от точек D'_i пересечения лучей O_2A_i с прямой O_1L, параллельной оси ординат, откладываются отрезки $D'_iB'_i$, равные высотам треугольников $O_2D_iB_i$ и строятся треугольники $O'_2D'_iB'_i$, равные соответствующим треугольникам $O_2D_iB_i$. Линия, соединяющая точки O'_2, O'_2, O'_2, будет теоретической границей устойчивости. Практическая граница устойчивости проводится с запасом по мощности ΔP = 10—15%. С помощью этого построения можно определить допустимые режимы работы генератора по току ротора (участок $M1$), по току статора (участок $1C$), по нагреву торцевых зон (участок CE, устанавливаемый обычно опытным путем), по статической устойчивости (участок EF) и по положительному току возбуждения (участок FG, где O_1G = $0{,}1U/x_d$, т. е. не менее 10% тока возбуждения при холостом ходе).

При изменении напряжения или частоты (но при неизменной мощности) диаграммы для тока и мощности уже не будут совпадать, что нужно учитывать при построении.

Учет насыщения в этой диаграмме осложняется тем, что насыщенные значения реактивностей $x_{dн}$ и $x_{qн}$ изменяются при изменении режима. Однако достаточно определить $x_{dн}$ и $x_{qн}$ для двух режимов — номинального, харак-

теризуемого углом $\delta_н$, и режима максимальной передаваемой мощности $P_{max}(\delta_{max})$, характеризуемого углом

$$\delta_н = \arcsin \frac{Ix_{qн}\cos\varphi}{\sqrt{(Ix_{qн})^2 + 2UIx_{qн}\cos\varphi + U^2}}; \quad (9\text{-}61)$$

$$\delta_{max} = \arccos\left(1 - \frac{0{,}25E}{U}\frac{x_{q\,max}}{x_{d\,max} - x_{q\,max}}\right). \quad (9\text{-}62)$$

Для определения угла δ_{max} в первом приближении можно использовать ненасыщенные значения реактивностей, положив $x_{d\,max} \approx x_d$, $x_{q\,max} \approx x_q$.

Для определения $\delta_н$ можно использовать приближенное значение $x_{qн}$, определяемое по рис. 9-12, $x_{qн} = x_\sigma + x_{aqн}$. Для этого нужно построить характеристику намагничивания для статора и зазора $\Phi_\delta = f(F_\delta + F_a +$

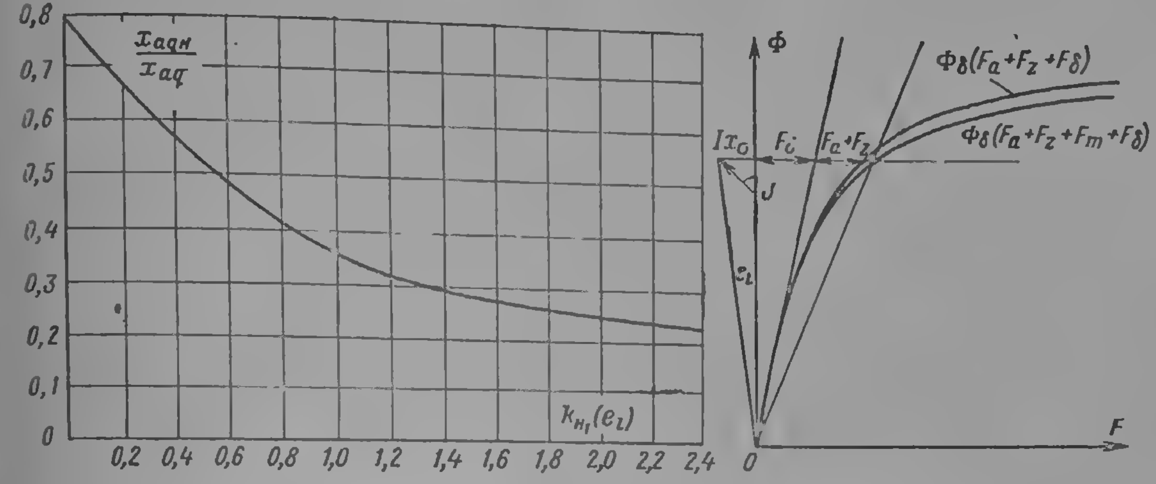


Рис. 9-12. Определение коэффициента насыщения для x_{aq} по внутренней э. д. с.

$+ F_z)$, определить по этой характеристике коэффициент насыщения, соответствующий внутренней э. д. с. $e_l = \sqrt{(U\cos\varphi)^2 + (Ix_\sigma + U\sin\varphi)^2}$, $k_{н1}(e_l) = \frac{F_a + F_z}{F_\delta}(e_l)$ и по нему — значение $x_{aqн}$ с помощью рис. 9-12 (или, менее точно, по рис. 9-13).

Насыщенное значение $x_{dн} = x_\sigma + x_{adн}$ приближенно определяется по коэффициенту насыщения:

$$x_{adн} = x_{ad}/(1 + k_н); \quad k_н = \frac{F_a + F_z + F_m}{F_\delta}(e_p), \quad (9\text{-}63)$$

который можно найти по характеристике холостого хода для внутренней э. д. с. за реактивностью Потье $e_p = \sqrt{(U\cos\varphi)^2 + (Ix_p + U\sin\varphi)^2}$.

Более точные методы учета насыщения приведены ниже. Построение диаграммы с учетом насыщения производится, как показано на рис. 9-14. По значениям $x_{dн}$ и $x_{qн}$ для начального режима строится окружность с диаметром $\frac{U}{x_{qн}} - \frac{U}{x_{dн}}$ и диаграмма для определения начального угла $\delta_н$ в номинальном режиме, определяется ток возбуждения $E/x_{dн}$, который сохраняется неизменным. Для режима максимальной мощности строится окружность диаметром $\frac{U}{x_{q\,max}} - \frac{U}{x_{d\,max}}$. Расстояние между центрами этих окружностей, разность их диаметров и разность углов $\delta_{max} - \delta_н$ делятся на n равных частей. Затем возможны два варианта построения. В первом (рис. 9-14, *а*) неизменным сохраняется положение точки $O_{2н}$, смещается точка O ($O^{(1)}$; $O^{(2)}$; $O^{(3)}$ и $O^{(4)}$), во втором (рис. 9-14, *б*) — смещается точка $O_{2н}$. Первый вариант более удобен для отсчета углов, второй — для

определения токов. С помощью диаграммы можно также определить предельное значение угла δ и устойчивость работы генератора при изменении нагрузки. Для этого нужно построить зависимость величины

$$S = \int_{\delta_1}^{\delta_2} P(\delta)\, d\delta \qquad (9\text{-}64)$$

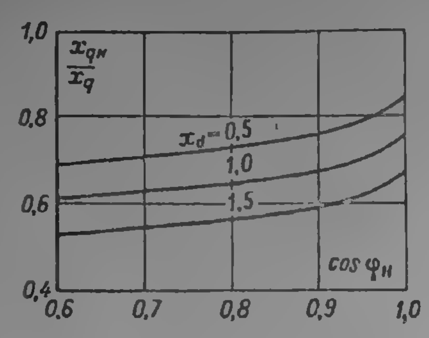


Рис. 9-13. К расчету коэффициента насыщения для x_q в рабочем режиме

от угла δ, определяемую для каждой точки угловой характеристики по диаграмме, как показано на рис. 9-15, *а*.

Построив характеристику S (δ), можно определить устойчивость работы без регулирования возбуждения при изменении нагрузки P (наброс или сброс нагрузки), если первоначальный режим характеризовался углом δ_1. Для этого нужно из точки $S(0) + P\delta_1$ (рис. 9-15, *б*) на оси ординат провести прямую $S(0) + P\delta_1 - P\delta$, которая пересечет кривую $S(\delta)$ в точке δ_1. Если вторая точка пересечения этой прямой с кривой $S(\delta)$ существует, то она соответствует максимальному углу, достигнутому при первом колебании ротора; если ее нет, то изменение нагрузки приводит к потере устойчивости.

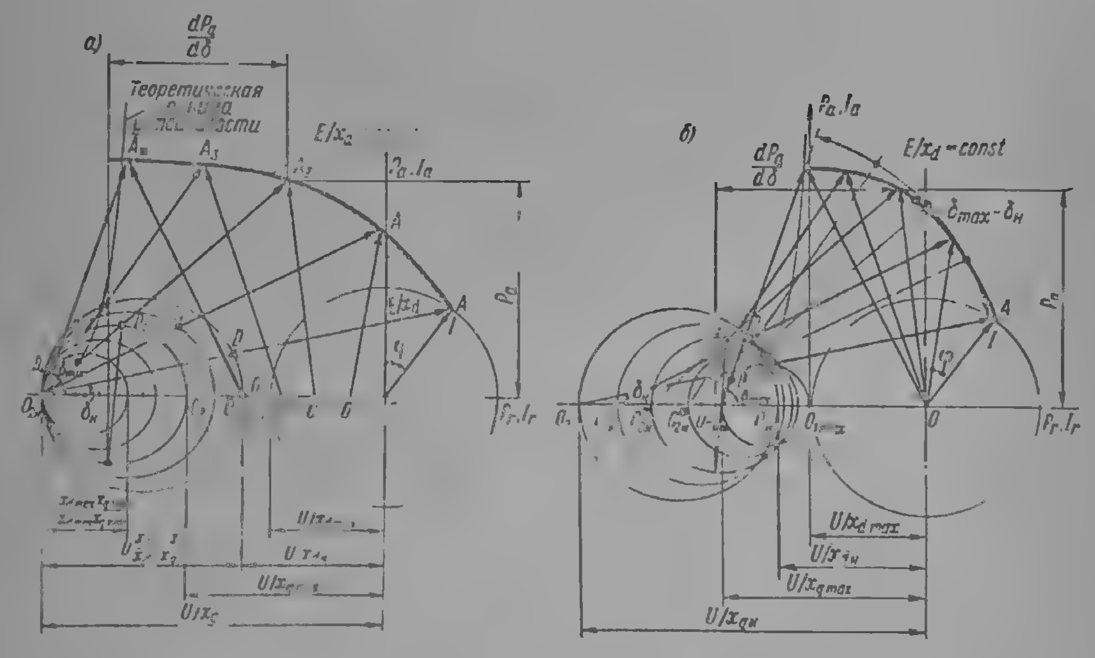


Рис. 9-14. Варианты построения диаграмм н. с., мощности и угловых характеристик с учетом насыщения

Аналогичную диаграмму н. с. для определения угловой характеристики можно построить и для случая двух синхронных машин, работающих в системе генератор—двигатель, если одна из них — неявнополюсный генератор ($x_{d1} = x_{q1}$).

Для этого предварительно нужно привести параметры одной машины к другой, приняв базисные величины одинаковыми для двух машин. Вместо величин U/x_d и U/x_q используются величины $E_{d1}/(x_{d1} + x_{d2})$ и $E_{d1}/(x_{d1} + x_{q2})$, как показано на рис. 9-15, *в*. Для двух явнополюсных машин при условии поддержания напряжения в промежуточной точке постоянным также можно построить диаграмму, показанную на рис. 9-15, *г*.

Насыщение в этих случаях учитывается так же, как и при работе одной машины на бесконечно мощную сеть.

3. Расчет параметров и токов в переходных режимах. *а. Сопротивления обмоток постоянному току.* Активное сопротивление обмотки статора (на одну фазу) при 15° С

$$R_{1.\,15} = \frac{w l_a}{57 q_{Cu\,1} a},\ ом, \tag{9-65}$$

(здесь q_a — в $мм^2$, l_a — в $м$),
обмотки ротора

$$R_{2.\,15} = \frac{2 p w_e l_e}{57 q_{Cu\,2}},\ ом. \tag{9-66}$$

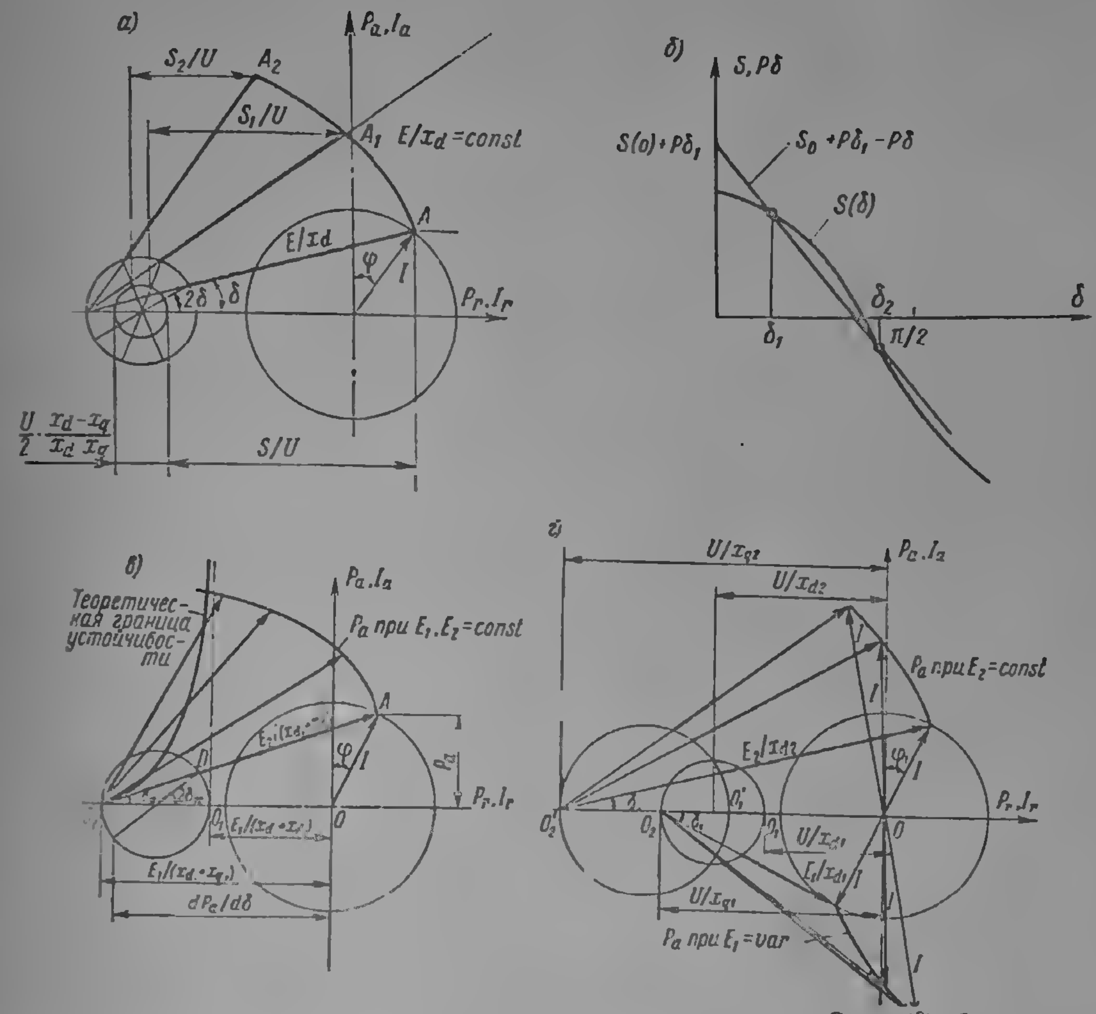


Рис. 9-15. Построение диаграмм: *а* — для определения зависимости $S = f(\delta)$; *б* — для определения максимального угла при изменении нагрузки; *в* — для двух машин, из которых одна неявнополюсная; *г* — для двух машин при $U = \text{const}$

Эти формулы позволяют вычислить сопротивления, если известны длины и сечения витков обмоток. Точно длины витков определяются по чертежу. Приближенно их можно подсчитать по формулам:

для катушечной обмотки статора

$$l_a = 2\left[l_t + k\beta\tau\left(1 + \frac{h_п}{D_t}\right) + c\right],\ м,$$

где

$$k = 0{,}25\sqrt{p};\quad c = 0{,}02\ м; \tag{9-67}$$

для стержневой обмотки статора

$$l_a = 2\,[l_t + 0{,}04 U_н + 1{,}25\tau + 0{,}17],\ м; \tag{9-68}$$

для обмотки ротора с лобовой частью в виде полуокружности

$$l_c = 2\,(l_m - 0{,}12b_m) + \pi\,(b_m + 0{,}01 + b_c),\ м, \tag{9-69}$$

для обмотки ротора с лобовой частью в виде прямолинейного участка и двух радиусов

$$l_c = 2\,(l_m + b_m + 2r) + \pi\,(2r + 0{,}01 + b_e) \approx 2\,(l_m + b_m) + 0{,}55b_e + 0{,}03. \tag{9-70}$$

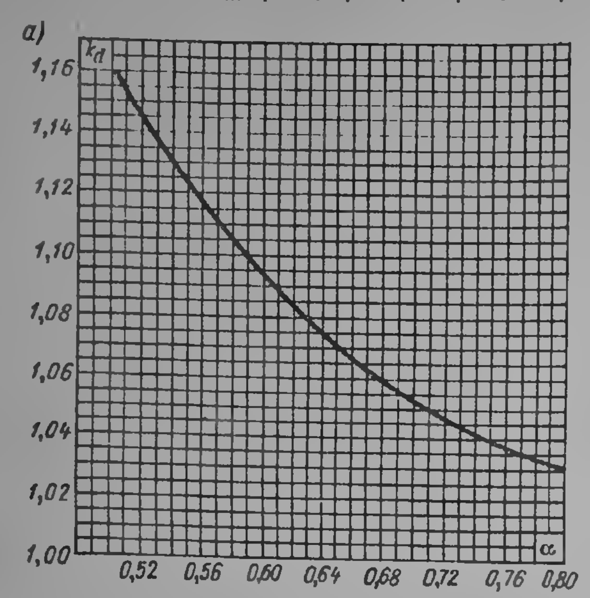


Рис. 9-16. Коэффициенты приведения по продольной оси (*а*) и по поперечной оси (*б*)

Сопротивление медной обмотки при положительной температуре 0° С можно определить по формуле

$$R_0 = R_{15}\,[1 + 0{,}04\,(\Theta - 15)],\ ом. \tag{9-71}$$

В долях единицы активное сопротивление обмотки статора

$$r_1 = R_{1.15} I_ф / U_ф. \tag{9-72}$$

б. Ненасыщенные значения реактивностей. Приводим формулы для определения ненасыщенных значений реактивностей, обычно применяемые в заводских расчетах. Необходимые коэффициенты можно определить с помощью рис. 9-16. Реактивности, приведенные к зажимам обмотки статора, вычисляются в относительных единицах. Чтобы привести реактивность к зажимам обмотки ротора и выразить ее в омах, как это требуется для расчетов гашения поля, ее значение нужно умножить на отношение $R_{2.15}/r_f$. Приведение реактивностей в долях единицы к обмотке ротора достигается умножением на коэффициент трансформации $\frac{2}{3}\left(\frac{2pw_c}{wk_{об}}\right)^2$.

1. Номинальное сопротивление $x_н = U_ф/I_ф$.

2. Н. с. реакции обмотки якоря на пару полюсов

$$F_A = 2{,}12 I w k_{об}/p.$$

3. Реактивность взаимоиндукции обмоток статора и ротора по продольной оси

$$x_{ad} = k_d \frac{F_A}{F_\delta},\ k_d \text{ — см. на рис. 9-16, } а.$$

4. Реактивность взаимоиндукции обмотки статора по поперечной оси

$$x_{aq} = k_q \frac{1 + k_\delta}{2}\, x_{ad},\ k_q \text{ — см. на рис. 9-16, } б.$$

5. Синхронная продольная реактивность $x_d = x_\sigma + x_{ad}$.

6. Синхронная поперечная реактивность $x_q = x_\sigma + x_{aq}$.

7. Реактивность рассеяния обмотки статора*

$$x_\sigma = \frac{0{,}153\cdot 10^{-6}}{k_у^2}\frac{F_A}{\Phi_1}\left[\frac{l_l}{q}(3\beta+1)\frac{h_п+\delta_i+2h_к}{b_п}+3{,}44(3\beta-1)\tau\right]+$$

$$+k\frac{F_A}{F_\delta}\cdot\frac{1}{q^2}.$$

здесь δ_i — толщина изоляции; $k = 0{,}08$ для целых q, $k = 0{,}16$ для дробных q. Для волновых обмоток вместо $3\beta-1$ подставляют 2.

8. Реактивность рассеяния обмотки ротора

$$x_f = x_{ad}\left[k_d\left(k_\Phi+\frac{2F_\delta l' L\cdot 10^6}{\Phi}\right)-1\right],\quad L=\frac{\lambda_{mb}}{2{,}65}+\frac{\lambda_{ml}}{1{,}53}+\lambda_{pl}.$$

9. Полная реактивность обмотки возбуждения

$$x_{ff} = x_f + x_{ad}.$$

10. Переходная реактивность: по продольной оси $x_d' = x_\sigma + \dfrac{x_f x_{ad}}{x_f + x_{ad}}$, по поперечной оси $x_q' = x_q$.

11. Реактивность рассеяния демпферной обмотки: по продольной оси

$$x_{kd} = 0{,}5\cdot 10^{-6}\frac{F_A}{\Phi_1}\left[\frac{D_i}{7{,}8p}+\frac{\left(0{,}623+\frac{h_s}{b_s}\right)l_p}{n_b\left(1-\frac{\sin\pi\alpha}{\pi\alpha}\right)}\right];$$

по поперечной оси

$$x_{kq} = 0{,}5\cdot 10^{-6}\frac{F_A}{\Phi_1}\left[\frac{D_i}{1{,}05p}+\frac{\left(0{,}623+\frac{h_s}{b_s}\right)l_p}{n_b\left(1+\frac{\sin\pi\alpha}{\pi\alpha}\right)}\right].$$

Формулы приведены для случая круглого полуоткрытого паза и равномерного распределения стержней по полюсному башмаку. Для закрытого паза см. ниже, стр. 386.

12. Сверхпереходная реактивность:

по продольной оси

$$x_d'' = x_\sigma + \frac{x_{kd}(x_d' - x_\sigma)}{x_{kd} + x_d' - x_\sigma},$$

по поперечной оси

$$x_q'' = x_\sigma + \frac{x_{aq}x_{kq}}{x_{aq} + z_{kq}}.$$

13. Реактивность обратной последовательности

$$x_2 = (x_d'' + x_q'')/2.$$

14. Реактивность нулевой последовательности: для двухслойных обмоток

$$x_0 = \frac{0{,}415\cdot 10^{-6}}{k_у^2}\frac{l_l}{3q}\frac{F_A}{\Phi_1}\left[(\beta-0{,}556)\frac{h_п}{b_п}+(3\beta-2)\frac{h_к}{b_п}\right]+$$

$$+0{,}45\frac{F_A}{F_\delta}\frac{3\beta-2}{k_у^2}\left[\left(\frac{1}{3q}\right)^2+0{,}39\left(\beta-\frac{2}{3}\right)-\left(\beta-\frac{2}{3}\right)^2+\frac{1}{27}\right],$$

для однослойных обмоток

$$x_0 = \frac{0{,}153\cdot 10^{-6}}{k_у^2}\frac{F_A}{\Phi_1}\left[\frac{l_l}{q}\frac{4(h_п+\delta_i+2h_к}{b_п}+0{,}7(3\beta-2)\tau\right]+$$

$$+0{,}45\frac{F_A}{F_\delta}\frac{3\beta-2}{k_у^2}\left[\left(\frac{1}{3q}\right)^2+0{,}39\left(\beta-\frac{2}{3}\right)-\left(\beta-\frac{2}{3}\right)^2+\frac{1}{27}\right].$$

---

* Формула приведена для случая открытого паза. Для других форм паза см. § 8-2.

15. Активное сопротивление обмотки ротора

$$r_f = \frac{16{,}6 \cdot 10^{-6}}{f} \frac{E_A}{\Phi_1} \frac{k_{ad}^2}{w_e q_e} l_e.$$

16. Активное сопротивление демпферной обмотки: по продольной оси

$$r_{kd} = \frac{177 \cdot 10^{-6}}{f} \frac{F_A}{\Phi_1} \left[\frac{l_b c_b}{n_b q_b} + \frac{0{,}2 D_i c_R}{p q_R} \right],$$

по поперечной оси

$$r_{kq} = \frac{133 \cdot 10^{-6}}{f} \frac{F_A}{\Phi_1} \left[\frac{l_b c_b}{n_b q_b} + \frac{0{,}4 D_i c_R}{p q_R} \right].$$

При изготовлении стержней из меди $c_b = 1$, из латуни $c = 4$.

17. Постоянные времени затухания токов, *сек*:

ротора при разомкнутом статоре

$$T'_{d0} = x_{fl}/(\omega r_f),$$

ротора при замкнутом статоре

$$T'_d = T'_{d0} x'_d / x_d,$$

демпферной обмотки при разомкнутом статоре и роторе

$$T'_{co} = \frac{x_{ad} + x_{kd}}{\omega r_{kd}}, \quad T'_{q0} = \frac{x_{aq} + x_{kq}}{\omega r_{kq}};$$

демпферной обмотки при замкнутом роторе

$$T''_{d0} = \frac{x_{kd} x_f + x_{kq} x_{ad} + x_f x_{ad}}{\omega r_{kq} (x_f + x_{ad})},$$

демпферной обмотки при замкнутом статоре

$$T''_d = T''_{d0} \frac{x''_d}{x'_d}, \quad T''_q = T''_{q0} \frac{x''_q}{x'_q},$$

апериодического тока

$$T_a = \frac{x_2}{\omega r_1}.$$

в. Токи при коротких замыканиях и набросах нагрузки. Насыщенные значения реактивностей. В токе короткого замыкания различают периодические (сверхпереходную, переходную и установившуюся) и апериодическую составляющие. Периодический ток короткого замыкания затухает во времени:

$$i_к = (i'' - i') \varepsilon^{-\frac{t}{T''_d}} + (i' - i_\infty) \varepsilon^{-\frac{t}{T'_d}} + i_\infty, \quad (9\text{-}73)$$

и его составляющие определяются по формулам табл. 9-5.

Максимальное значение апериодической составляющей равно амплитуде начального значения периодической составляющей тока к. з., постоянная времени ее затухания T_a (табл. 9-5). Сумма периодической и апериодической составляющих (ударный ток)

$$i_у = (1{,}8 \div 1{,}9) \sqrt{2} i_{к\,(t=0)}. \quad (9\text{-}74)$$

Токи к. з. в демпферной обмотке и обмотке возбуждения распределяются, согласно правилу Кирхгофа, обратно пропорционально реактивностям параллельных ветвей эквивалентной схемы замещения. В частности, ток в демпферной обмотке составит $(x''_d - x_\sigma)/x_{kd}$-ю часть а в обмотке возбуждения $(x''_d - x_\sigma)/x_f$-ю часть общего тока короткого замыкания.

Формулы для определения тока короткого замыкания

Составляющие тока и постоянные времени	Вид короткого замыкания		
	Трехфазное	Двухфазное	Однофазное
i''	$\frac{e}{x''_d}$	$\frac{\sqrt{3}e}{x''_d + x_2}$	$\frac{3e}{x''_d + x_2 + x_0}$
i'	$\frac{e}{x'_d}$	$\frac{\sqrt{3}e}{x'_d + x_2}$	$\frac{e}{x'_d + x_2 + x_0}$
i_∞	$\frac{e}{x_d}$	$\frac{\sqrt{3}e}{x_d + x_2}$	$\frac{3e}{x_d + x_2 + x_0}$
T''_d	$\frac{x''_d}{x'_d} T''_{d0}$	$\frac{x''_d + x_2}{x'_d + x_2} T''_{d0}$	$\frac{x''_d + x_2 + x_0}{x'_d + x_2 + x_0} T''_{d0}$
T'_d	$\frac{x'_d}{x_d} T'_{d0}$	$\frac{x''_d + x_2}{x_d + x_2} T'_{d0}$	$\frac{x'_d + x_2 + x_0}{x_d + x_2 + x_0} T'_{d0}$
$T_в$	$T_в$	$T_в$	$\frac{2x_\sigma + x_0}{3\omega r_1}$

Апериодическая составляющая тока статора создает неподвижное поле и наводит в обмотке ротора ток частотой f, обратная составляющая тока статора при двухфазном $(i_{к2} : \sqrt{3})$ и однофазном $(i_{к1} : 3)$ коротких замыканиях наводит в обмотке ротора ток частотой $2f$.

Подсчитав значение этих составляющих тока в долях полного тока к. з., и в долях номинального тока статора (по эквивалентной схеме), а затем умножив на коэффициент трансформации $k_I = \frac{3wk_{об}}{22pw_e}$, определим соответствующие токи в обмотке ротора. Напряжение на зажимах ротора равно падению напряжения от этих токов на реактивности якоря возбудителя для частот f и $2f$.

$$x_в \approx 0,4 \frac{U_в}{I_в} \frac{f_i}{f_в}, \qquad (9\text{-}75)$$

где $U_в$ и $I_в$ — номинальное напряжение и ток возбудителя, f_i — частота тока, $f_в$ — номинальная частота возбудителя $f_в = p_в n_в : 60$.

Для усвоения дальнейшего полезно привести графический способ расчета токов короткого замыкания и наброса нагрузки без учета насыщения (рис. 9-17, *а*). Для определения тока необходимо построить зависимости $\Psi_\delta = Ix_{ad}$ (характеристика холостого хода); $\Psi_\sigma = I\frac{x_\sigma x_{ad}}{x_\sigma + x_{ad}}$; $\Psi_f = Ix_f$ и $\Psi_{fd} = I\frac{x_f x_{kd}}{x_f + x_{kd}}$ в функции тока ротора, соответствующие обычной эквивалентной схеме, рассматриваемой со стороны зажимов ротора. При набросе нагрузки $r + jx$, где r и x суть параллельно включенные сопротивления предварительной и набрасываемой нагрузок, вместо величины x_σ при построении этих зависимостей используется величина $\dot{x}_\sigma = x_\sigma + x + \frac{r^2}{x_q + x}$; в остальном же построение аналогичное. Проекция внутренней э. д. с. e_i на продольную ось e_q в относительных единицах пропорциональна потокосцеплениям ротора в исходном режиме, которые при резком изменении нагрузки остаются постоянными:

$$\Psi_{ff0} = \Psi_{\delta0} + \Psi_{f0} = \Psi_{\delta0}\frac{x_f + x_{ad}}{x_{ad}} = \text{const};$$

$$\Psi_{fk\,d0} = \Psi_{\delta0}\left[\frac{x_f x_{kd}}{x_{ad}(x_f + x_{kd})} + 1\right] = \text{const}.$$

В момент короткого замыкания или резкого изменения нагрузки эти потокосцепления создаются токами, протекающими по эквивалентной схеме при замкнутой обмотке статора, что на рис. 9-17, *а* соответствует переносу

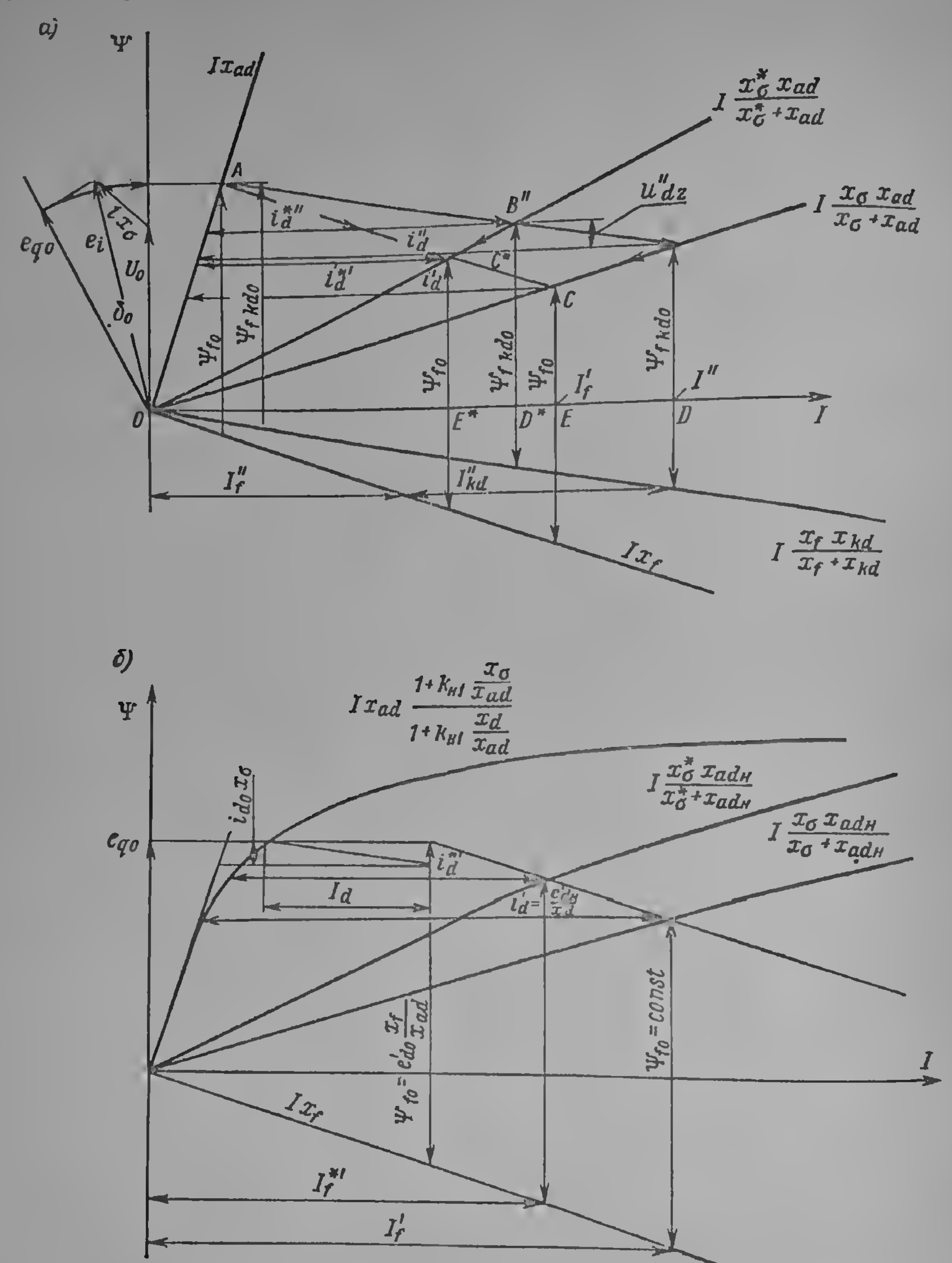


Рис. 9-17. Графическое определение токов при внезапном коротком замыкании и набросе нагрузки: *а* — без учета насыщения; *б* — с учетом насыщения статора

векторов Ψ_{ff0} и Ψ_{fkd0} параллельно в точки D и E или в точки D^* и E^* так, что их концы опираются на линии $I\,\frac{x_\sigma x_{ad}}{x_\sigma + x_{ad}}$ и $I\,\frac{x_f x_{kd}}{x_f + x_{kd}}$ или Ix_f (рис. 9-17, *а*). Отрезки OD и DE представляют переходные токи в роторе, равные суммам переходных и намагничивающих токов, как показано на рис. 9-17. Разность потокосцепления по продольной оси в режиме короткого замыкания и при

набросе нагрузки i''_{dz} определяет составляющую остаточного напряжения генератора, обусловленную продольным током. Полное остаточное напряжение будет больше в $\sqrt{1+\frac{z^2}{(x''_q+x)^2}}$ раз (в переходном режиме вместо x''_q подставляется x_q).

При расчетах токов переходных процессов работающей под нагрузкой машины или при повышенном напряжении после сброса нагрузки необходимо учитывать насыщение сердечников. Такой же учет требуется при расчетах динамической и статической устойчивости.

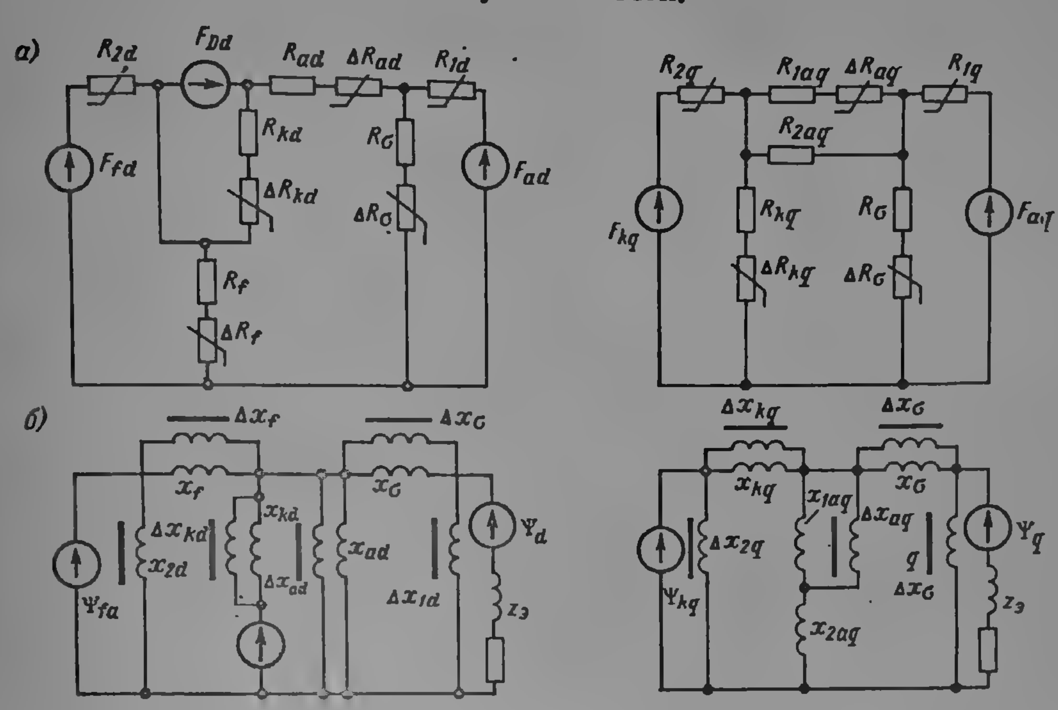


Рис. 9-18. Схемы замещения магнитной цепи (*а*) и эквивалентные схемы (*б*) насыщенной синхронной машины без активных сопротивлений

Насыщение от основного поля. На рис. 9-18 представлена схема замещения магнитной цепи и эквивалентная схема, в которой дополнительные последовательные магнитные сопротивления насыщенных участков соответствуют параллельным индуктивным сопротивлениям. В обычно применяемой схеме замещения все переменные магнитные сопротивления и соответствующие им дополнительные индуктивности равны нулю.

Эти дополнительные индуктивности можно вычислить, если известна н. с. i-го участка F_i и поток в нем Φ_i.

Для статора

$$\Delta x_{id}=\frac{\Phi_i}{F_i}\cdot\frac{F_A}{\Phi_0}k_d;\quad \Delta x_{iq}=\frac{\Phi_i}{F_i}\frac{F_A}{\Phi_0}k_q.$$

Для ротора

$$\Delta x_{id}=\frac{\Phi_i}{F_i}\frac{F_A}{\Phi_0}k_\Phi^2k_d^2;\quad \Delta x_{iq}=\frac{\Phi_i}{F_i}\frac{F_A}{\Phi_0}k_\Phi^2k_q^2. \qquad (9\text{-}76)$$

Для потока рассеяния статора

$$\Delta x_\sigma=\frac{\Phi_{\sigma i}}{F_i}\frac{F_A}{\Phi_0}\frac{\lambda_\psi}{\lambda_\Phi}.$$

Для потока рассеяния ротора

$$\Delta x_l=\frac{\Phi_{\sigma i}}{F_i}\frac{F_A}{\Phi_0}\frac{\lambda_\psi}{\lambda_\Phi}k_\Phi^2k_d^2.$$

Для потока рассеяния демпферной системы

$$\Delta x_{kd} = \frac{\Phi_{\sigma l}}{F_l}\frac{F_A}{\Phi_0}\frac{\lambda_\Phi}{\lambda_\Phi}k_\Phi^2 k_d^2;\quad \Delta x_{kq} = \frac{\Phi_{\sigma l}}{F_l}\frac{F_A}{\Phi_0}\frac{\lambda_\Phi}{\lambda_\Phi}k_\Phi^2 k_q^2.$$

Для каждого режима существует своя зависимость общего магнитного сопротивления от тока — *характеристика магнитной цепи*. При постоянном сопротивлении нагрузки на зажимах машины $z_э = R_э + jx_э$ поток в зазоре зависит только от тока возбуждения, $\Phi_\delta = f(F_2)$. Крайние случаи — характеристика холостого хода ($z_э = \infty$) и установившегося короткого замыкания ($z_э = 0$). Построение этих характеристик для индуктивной нагрузки показано на рис. 9-19, для него используются частичные кривые намагничивания F_a (Ф); F_δ (Ф) и т. д. По магнитной характеристике для продольной оси легко определить для любого режима насыщенное значение x_d и x_{ff}:

$$\left.\begin{aligned} x_{ff\,н} &= \frac{x_{ad}\left(1 + k_{н1}\dfrac{x_\sigma}{x_{ad}}\right)}{1 + k_{н1}\dfrac{x_d}{x_{ad}} + k_{н2}} + x_f \approx \frac{x_{ad}}{1+k_н} + x_f, \\ x_{d\,н} &= \frac{x_{ad}\left(1 + k_{н2}\dfrac{x_f}{x_{ad}}\right)}{1 + k_{н2}\dfrac{x_{ff}}{x_{ad}} + k_{н1}} + x_\sigma \approx \frac{x_{ad}}{1+k_н} + x_\sigma, \\ k_{н1} &= \frac{F_a + F_z}{F_\delta};\quad k_{н2} = \frac{F_m + F_{z2}}{F_\delta};\quad k_н = k_{н1} + k_{н2}. \end{aligned}\right\} \tag{9-77}$$

Насыщенное значение x_{aq} находим, сперва определив проекцию внутренней э. д. с. e_i на продольную ось:

$$e_q = U\cos\delta_н + Ix_\sigma\sin\psi_н;\quad \psi_н = \delta_н + \varphi_н.$$

Этой э. д. с. соответствует поток под центром полюса (точка A на рис. 9-19, *б*). От точки A в обе стороны откладываем н. с. $F_A\cos\psi\sin(0{,}5\alpha\pi)$ и находим отрезки B_1 и B_2, а также B по прямолинейной части характеристики холостого хода. Насыщенное значение x_{aq}

$$x_{aq\,н} = x_{ad}\,\frac{1+k_\delta}{2}\left(k_1\frac{B_1+B_2}{2B} + k_2\right), \tag{9-78}$$

где k_1 и k_2 см. по рис. 9-16, *б* или приближенно

$$k_1 \approx 0{,}9\alpha - 0{,}275\,\frac{\delta_н}{3\delta}\,(0{,}75/\alpha)^2;\quad k_2 \approx \frac{5{,}4\delta\,(1{,}05-\alpha)}{\tau\alpha}.$$

От точки A', смещенной вправо на величину ΔF, учитывающую влияние поперечного поля на продольное,

$$\Delta F = \frac{\sqrt{B_1} - \sqrt{B_2}}{\sqrt{B_1} + \sqrt{B_2}}F_{aq},\quad \Delta e = \frac{1-\cos\alpha\pi}{\pi}\,\frac{B_1 - B_2}{2B}\,x_{aq}I_q. \tag{9-79}$$

строим треугольник короткого замыкания со сторонами Ix_σ и F_{ad}, по нему определяем $F_{sн}$, поток рассеяния, далее полную н. с. полюсов F_2, равную сумме магнитного сопротивления статора, ротора и н. с. продольной реакции якоря.

Построение облегчается, если по e_q с помощью рис. 9-12 построить зависимость $x_{qн} = f(I)$. Перемещая по кривой $Ix_{adн}$ треугольник со сторонами $I_d\left(x_\sigma + x_э + \dfrac{r_э^2}{x_э + x_q}\right)$ и I_d, найдем Φ_2, F_2 и построим кривую $\Phi_\delta = f(F_2)$, не пользуясь последовательными приближениями (рис. 9-19, *в*).

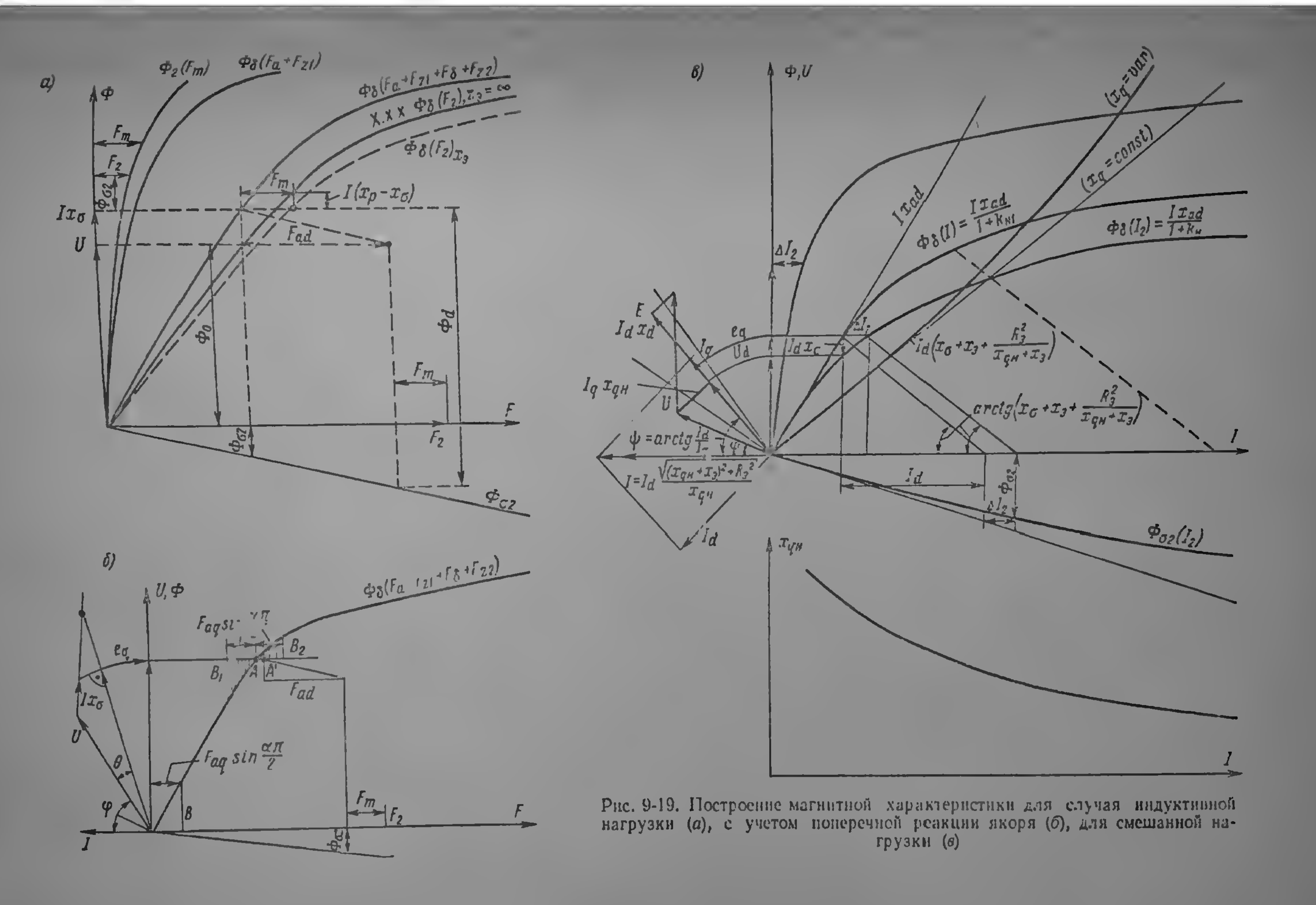


Рис. 9-19. Построение магнитной характеристики для случая индуктивной нагрузки (*а*), с учетом поперечной реакции якоря (*б*), для смешанной нагрузки (*в*)

Насыщение от основного поля учитывается в формулах для расчета токов переходных процессов путем замены e'_{d0} и e''_{d0} на $e'_{dн}$ или $e''_{dн}$ соотвегственно:

$$\left.\begin{aligned} e'_{dн} &= (U_{q0} + i_{d0}x_\sigma)\frac{(1+k_{н1})\left(1+k_{н1}\dfrac{x'_d}{x_{ad}}\right)}{\left(1+k_{н1}\dfrac{x_d}{x_{ad}}\right)} + i_{d0}(x'_d - x_\sigma),\\ e''_{dн} &= (U_{q0} + i_{d0}x_\sigma)\frac{(1+k_{н1})\left(1+k_{н1}\dfrac{x''_d}{x_{ad}}\right)}{1+k_{н1}\dfrac{x_d}{x_{ad}}} + i_{d0}(x''_d - x_\sigma). \end{aligned}\right\} \quad (9\text{-}80)$$

Исходя из этого, легко графически определить ток короткого замыкания с учетом насыщения статора основным полем (см. рис. 9-17, *б*): вместо кривой Ix_{ad} строим кривую холостого хода для статора $\Phi_\delta = Ix_{ad}/(1+k_н)$ или, более точно,

$$\Phi_\delta = Ix_{ad}\left(1+k_{н1}\frac{x_\sigma}{x_{ad}}\right)\bigg/\left(1+k_{нi}\frac{x_i}{x_{ad}}\right).$$

На рис. 9-17, *б* показано построение для случая короткого замыкания предварительно нагруженной машины. Ясно, что насыщение статора увеличивает начальные потокосцепления ротора, так же как и предварительная нагрузка, что соответствует формулам (9-80). Для случая наброса нагрузки используется величина $\dot{x}_\sigma$.

Насыщение от полей рассеяния. 1. Проводимость пазов обмотки статора. Для различных значений тока статора I определяем поперечную составляющую индукции в зубце от поля рассеяния и строим кривую ее распределения по высоте паза (рис. 9-20, *а*):

$$B'_{\max} = I\sqrt{2}s_п\mu_0/(ab_п);\quad B'(x) = B'_{\max}x/h_1,\ x < h_1;\quad B'(x) = B'_{\max},\ x \geqslant h_1.$$

Находим продольную составляющую индукции и ее распределение:

$$B''_{\max} = B_zIx_\sigma;\quad B''_{\min} = B_zIx_л;\quad B''(x) = B''_{\min} + (B''_{\max} - B''_{\min})x,\ 0 < x \leqslant h;$$

затем определяем полную индукцию $B^*(x) = \sqrt{B'^2(x) + B''^2(x)}$ и по ее значению — удельную н. с. в стали.

Находим полную н. с. стали F и строим зависимость $B'(x) = f\left(\frac{Fh_1}{Is_п\sqrt{2}}\right)$ в левой части рис. 9-20, *а*. Складывая абсциссы двух кривых, $B'(x)$ и $B'\left(\frac{Fh_1}{Is_п\sqrt{2}}\right)$, получаем результирующую зависимость поперечной индукции от тока или, что то же самое, от координаты

$$B = f\left(\frac{I\sqrt{2}\,s_п}{h_1}x + F\right) = \varphi(x).$$

Определяем коэффициенты для трех точек этой кривой: $x = 0{,}79h_1$ и $x = 0{,}21h_1$ и для точки $x = h_1 + h_2/2$ соответственно: $k_1 = B/B'$, $k_2 = B/B'$, $k_3 = B_{\max}/B'_{\max}$.

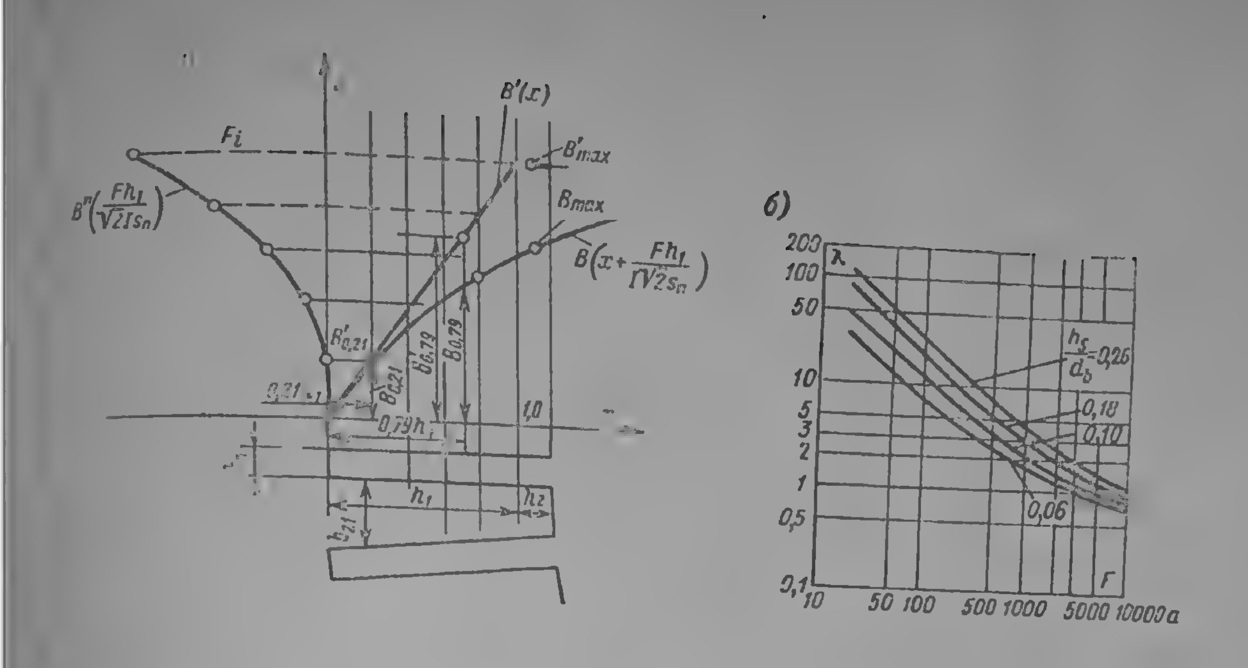
Коэффициент уменьшения проводимости пазов при $\beta = 1$

$$k_п = [(0{,}07k_1 + 0{,}93k_2)h_1 + 3k_3h_2]/(h_1 + 3h_2);$$

при $\beta < 1$ значение $k_{п\beta}$ определяется с помощью двух заранее рассчитанных коэффициентов $k_п$: для тока I в пазу и для тока $0{,}75I$:

$$k_{п\beta} = k_{п\,I}(3\beta - 2) + k_{п\,0{,}75\,I}(1-\beta)\,3. \quad (9\text{-}81)$$

По зависимости $k_п(I)$ можно построить зависимости $x_\sigma(I)$ и $x_\sigma x_{ad}/(x_\sigma + x_{ad}) = f(I)$. Обычно значения x_σ с учетом насыщения определяются при токе $I \geqslant \frac{2\mu_0 b_п a}{\sqrt{2}\,s_п}$.



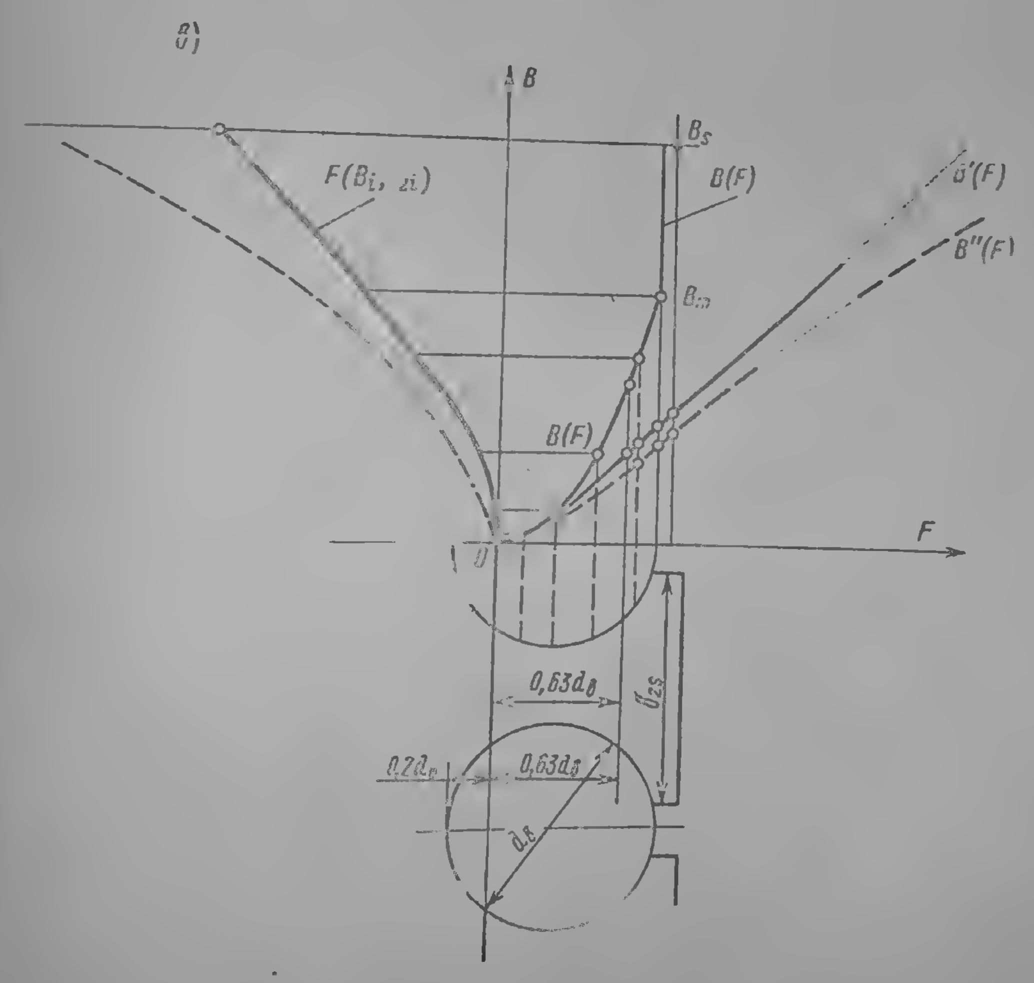


Рис. 9-20. К расчету насыщенных значений проводимости: *а* — пазов статора; *б* и *в* — демпферной обмотки

2. Проводимости пазов демпферной обмотки. Обычно крайние стержни демпферной обмотки в ... реактивных ... Проводимость ... переменна ... проводимость пазов ... величина

$$(0{,}623 + h_s/b_s)/[n_b\,(1 \pm \sin \pi\alpha/\pi\alpha)],$$

приведенная на стр. 377, а в виде $\lambda' = \lambda_1\lambda_2/(\lambda_1 + \lambda_2)$, где λ_2 и λ_1 — проводимости крайних и средних стержней. Проводимость крайних стержней определяется по ожидаемому току: с помощью рис. 9-20, б находим величину λ_{2b} и значения λ_2,

для x_{kd}

$$\lambda_2 = \lambda_{2b}/[4 \sin^2 (\alpha\pi/2)];$$

для x_{kq}

$$\lambda_2 = \lambda_{2b}/[4 \cos^2 (\alpha\pi/2)]. \quad (9\text{-}82)$$

Величина λ_1' определяется следующим образом:

$$\lambda_1 = \frac{(0{,}623 + h_s/b_s)}{(n_b - 2)\left(1 \pm \frac{\tau}{\pi\,(b_p - 2t_b)} \sin \frac{\pi\,(b_p - 2t_b)}{\tau}\right)}, \quad (9\text{-}83)$$

Насыщение путей рассеяния демпферной обмотки при больших кратностях токов в аварийных и пусковых режимах можно рассчитать, задаваясь эквивалентными токами в продольном и поперечном контурах

$$I_{Dd} = \frac{I}{n_b\left(1 - \frac{\sin n_b\alpha_b}{n_b \sin \alpha_b}\right)} \quad \text{и} \quad I_{Dq} = \frac{I}{n_b\left(1 + \frac{\sin n_b\alpha_b}{n_b \sin \alpha_b}\right)}$$

и полагая, что токи распределяются по стержням следующим образом: $I_{n1} = I_{Dd} \sin (n\alpha_b/2)$; $I_{n2} = I_{Dq} \cos (n\alpha_b/2)$.

Тогда для каждой пары стержней определяются значения индукции: в шлице $B_s = \mu_0 I_{n1}/b_s$; в пазу $B_m = 3{,}5 I_{n1}/d_b$; на расстоянии x от точки $B = 0$ $B(x) = B_m\,[x/(0{,}8d_b)]^{2,5}$ и после построения кривой $B(x)$ так же, как для паза статора, определяются значения $F(B)$, $B'(x)$ и коэффициенты (рис. 9-20, в) $k_1 = (B'/B)_{0,8d_b}$, $k_2 = B_s'/B$, $k_3 = B_s'/B_s$, с помощью которых находим насыщенные значения проводимостей и индуктивных сопротивлений демпферной обмотки

$$\lambda_{1н} = \lambda_1\,(0{,}015 + 0{,}985k_1); \quad \lambda_{2н} = 0{,}5\,(k_1 + k_2)\,\lambda_2; \quad \lambda_{3н} = \lambda_3/k_3; \quad (9\text{-}84)$$

$$\left.\begin{aligned} x_{kd\,н} &= \frac{10F_A}{\Phi_1}\left[l_p\left(\frac{1}{\sum\limits_n \frac{1}{4\sin^2 n_b\alpha_b\,(\lambda_{1н} + \lambda_{2н} + \lambda_{3н})}} + \lambda_{д}\right) + \lambda_{Rk}\right]; \\ x_{kq\,н} &= \frac{10F_A}{\Phi_1}\left[l_p\left(\frac{1}{\sum\limits_n \frac{1}{4\cos^2 n_b\alpha_b\,(\lambda_{1н} + \lambda_{2н} + \lambda_{3н})}} + \lambda_{д}\right) + \lambda_{Rq}\right] \end{aligned}\right\} \quad (9\text{-}85)$$

При внезапном коротком замыкании или асинхронном ходе возбужденной машины с большим скольжением необходимо учитывать совместное действие токов обмоток возбуждения и демпферной.

Для случая короткого замыкания (при несимметричном коротком замыкании продольное поле определяется токами прямой последовательности) по диаграмме типа, представленной на рис. 9-17, находим ... токи в демпферной обмотке и обмотке возбуждения I_D и I_f. По ... и току в обмотке возбуждения I_f определяем поток ... и индукцию в сечении крайних стержней B, как это изложено в следующем ... при определении насыщенного значения реактивности рас-

ния полюсов. Удельную н. с. в каждом сечении зубца демпферной обмотки определяем уже по индукции $B_t + B$, пользуясь той же кривой намагничивания (штриховое построение на рис. 9-20, *в*). В остальном порядок определения коэффициентов насыщения сохраняется. Для средних стержней учитывается только собственное поле.

При расчете токов в демпферной обмотке даже при относительно низкой их величине, например токов от высших гармонических н. с. статора или токов при небольшой несимметрии нагрузки, в некоторых случаях приходится учитывать насыщение полюса основным полем и полем рассеяния обмотки возбуждения, а также насыщение статора. Для этого, определив индукцию в месте расположения крайних демпферных стержней, как указывается в следующем разделе, нужно определить эффективную магнитную проницаемость по тангенсу угла наклона касательной к кривой намагничивания в этой точке. Фактически при $B \geqslant 2{,}2$ *тл* $\mu_э = \mu_0$. При этом проводимость демпферного стержня

$$\lambda_b \approx \mu_0 \left[0{,}325 - \frac{0{,}225}{0{,}5 + (\delta_{max} + h_s)/d_b}\right]$$

и в расчетах токов с помощью эквивалентной схемы замещения крайние пары стержней будут представлены этими проводимостями.

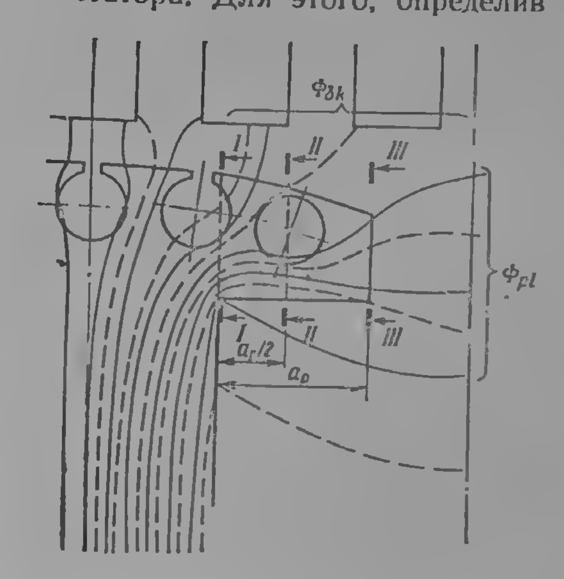


Рис. 9-21. К расчету насыщенного значения проводимости рассеяния ротора

3. Проводимость рассеяния обмотки возбуждения. Предполагаем, что полями рассеяния насыщается главным образом кромка полюсного башмака, и определяем насыщенное значение проводимости λ_{pl}. Для этого находим суммарный поток в сечениях *I—III* кромки полюсного башмака (рис. 9-21), складывающийся из части основного потока $Ф_{\delta к}$, замыкающейся через кромку, и потока рассеяния $Ф_{pl}$:

в сечении *I*

основное поле в зазоре

$$Ф_{\delta к} = 0{,}5Ф_\delta \left\{\left[\sin\frac{b_p\pi}{2\tau} - \sin\frac{b_m\pi}{2\tau}\right]k_\lambda + (1 - k_\lambda)\right\},$$

поток рассеяния $Ф_{pl} = F_\Sigma l'_m \lambda_{pl}$;

в сечении *II*

$$Ф_{\delta к} = Ф_\delta\, 0{,}5 \left\{\left[\sin\frac{b_p\pi}{2\tau} - \sin\frac{(b_m + a_p)\pi}{2\tau}\right]k_\lambda + (1 - k_\lambda)\right\},$$

$$Ф_{pl} = F_\Sigma l'_m \lambda_{pl}\left[1 - \frac{0{,}4\ln\left(1 + \frac{\pi a_p}{2c_p}\right)}{\lambda_{pl}}\right];$$

в сечении *III*

$$Ф_{\delta к} = Ф_\delta\,\{0{,}5\,(1 - k_\lambda)\},$$

$$Ф_{pl} = F_\Sigma l'_m \lambda_{pl}\left[1 - \frac{0{,}4\ln\left(1 + \frac{\pi a_p}{c_p}\right)}{\lambda_{pl}}\right].$$

Величины $Ф_\delta$ и F_Σ, входящие в приведенные выражения, зависят от режима. Во всех установившихся режимах поток в зазоре пропорционален e_q. $Ф_\delta = Ф_{\delta 0} e_q$, где $Ф_{\delta 0}$ — поток в зазоре при холостом ходе и номинальном напряжении, e_q — проекция э. д. с. на продольную ось в долях единицы.

В режиме короткого замыкания $e_q = I_к x_σ$, где $I_к$ — кратность тока короткого замыкания; в режиме наброса нагрузки $e_q = I \mathring{x}_σ$.

Суммарная н. с. $F_Σ$ во всех установившихся режимах составляет геометрическую сумму:

$$F_Σ = F_δ + F_a + F_z + F_{ad} \sin ψ. \quad (9\text{-}86)$$

В режиме короткого замыкания $F_Σ = I_к F_к = I_к (F_{ad} + x_σ F_δ)$, в режиме наброса нагрузки $F_Σ = I_к (F_{ad} + \mathring{x}_σ F_δ)$.

Задаваясь различными кратностями тока $I_к$, определяем $Φ_{δк}$ и $Φ_{pl}$ в трех сечениях кромки полюсного башмака и находим индукции B_i (рис. 9-21):

$$B_i = \frac{Φ_{δк\, i} + Φ_{pl\, i}}{Q_i},$$

$$Q_i = h_i l'_m k_{ef}.\ i = \text{I, II, III}. \quad (9\text{-}87)$$

Если расположение демпферной обмотки заранее неизвестно, в эти формулы подставляем h'_i:

$$h'_i = \{[1 - (d_b + h_s)/h_i]/[1 - (d_b + h_s) \times (t_b - d_b)/(h_i t_b)]\} h_i.$$

Определив удельную н. с. для трех сечений f_I, f_{II} и f_{III} по индукциям B_I, B_{II} и B_{III}, найдем среднюю н. с. и по ней — полную н. с. кромки полюсного башмака:

$$f = (f_I + 4f_{II} + f_{III})/6,\ ΔF_{pσ} = 2fa_p,$$

а затем — коэффициент насыщения

$$k_н = ΔF_{pσ}/F_Σ \quad (9\text{-}88)$$

и насыщенное значение проводимости рассеяния

$$λ_{pl\,н} = λ_{pl}/(1 + k_н), \quad (9\text{-}89)$$

с помощью которого определяется насыщенное значение реактивности $x_{fн}$.

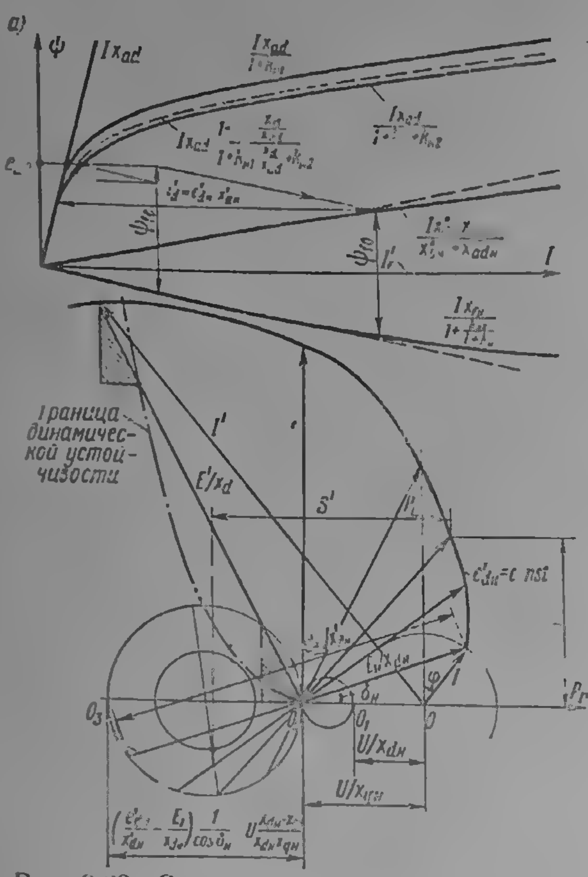


Рис. 9-22. Определение тока короткого замыкания (а) и границы динамической устойчивости (б) с учетом насыщения

4. Определение токов переходных режимов. Для расчета токов с одновременным учетом насыщения сердечника статора, сердечника полюса и путей рассеяния применяется диаграмма, показанная на рис. 9-22, а. Вместо характеристики намагничивания для статора, которую мы строили, если насыщением ротора можно было пренебречь (рис. 9-17), строится характеристика магнитной цепи для данной внешней нагрузки, как показано на рис. 9-19. При построении этой характеристики в случае симметричного короткого замыкания по кривой намагничивания для статора передвигаем, увеличивая пропорционально в размерах, треугольник со сторонами $I_d x_σ$ и I_d, причем $I_d = I_к$; при набросе нагрузки стороны этого треугольника будут соответственно $I_d \mathring{x}_σ$ и I_d; $\mathring{x}_σ = x_σ + x_s + \frac{r_э^2}{x_э + x_q}$, причем $I_d < I$, при несимметричном коротком замыкании стороны будут $I_d (x_σ + x_2)$ или $I_d (x_σ + x_2 + x_0)$ и I_d, причем $I_d = I_{(1)}$.

По н. с. статора определяем поток рассеяния, поток в роторе и н. с. полюса $ΔI$ (или $ΔE$), складывая которую с н. с. статора, получаем магнитную характеристику, описываемую уравнением:

$$Φ_δ = I \frac{x_{ad}}{1 + k_{н1} + k_{н2}}.$$

Кривая для потокосцеплений рассеяния ротора Ix_f заменяется кривой $Ix_f \Big/ \left(1 + \frac{k_{н2}}{1 + k_{н1}}\right)$, где $k_{н2} = \frac{F_m \Phi_\delta}{\Phi_m F_\delta}$; $k_{н1} = \frac{F_a + F_z}{F_\delta}$. В остальном построение аналогично описанному выше для случая ненасыщенного сердечника полюса. Вектор начальных потокосцеплений ротора Ψ_{f0} переносится параллельно до точки I'_i, где его концы опираются на кривые $Ix''_{\sigma н} x_{ad н}/(x''_{\sigma н} + x_{ad н})$ и $Ix_{f н} \Big/ \left(1 + \frac{k_{н2}}{1 + k_{н1}}\right)$, что соответствует короткому замыканию при условии $\Psi_{f0} = \text{const}$.

Аналогично тому, как выше была построена диаграмма для определения статической угловой характеристики, может быть построена диаграмма для определения динамической угловой характеристики с учетом насыщения (рис. 9-22, *б*). Граница динамической устойчивости строится с помощью круга диаметром

$$\left(\frac{e'_{dн}}{x''_{dн}} - \frac{e}{x_{dн}}\right)\frac{1}{\cos\delta_н} - U\,\frac{x_{dн} - x_{qн}}{x_{dн} x_{qн}}.$$

Рис. 9-23. Коэффициенты насыщения для переходных и сверхпереходных реактивностей по данным опыта

Аналогичное построение может быть сделано и для определения сверхпереходного тока. Более точно насыщенные параметры рассчитываются путем построения картины магнитного поля при конечном значении магнитной проницаемости стали, численными или аналитическими методами.

При отсутствии расчетных данных коэффициенты насыщения $k'_н$ и $k_н$ можно приближенно определить по рис. 9-23, где показана зона разброса их значений и проведены уточненные кривые. Нижние границы зоны относятся к машинам с сильно насыщенной магнитной цепью.

4. Силы и моменты вращения при коротких замыканиях. Сила, прижимающая ко дну паза нижний стержень,

$$f_1 = \frac{2\pi\left(\frac{i_y}{a} s_п\right)^2}{b_п} \cdot 10^{-5}\ н/м, \qquad (9\text{-}90)$$

верхний стержень —

$$f_2 = \frac{3}{4} f_1,\ н/м.$$

Сила, выталкивающая верхний стержень из паза (в пазах, где лежат стержни различных фаз при внешнем замыкании), $f_3 = \frac{1}{8} f_1$.

При внутреннем замыкании в обмотке ток к. з. и сила подсчитывается по специальной методике. Приближенно в этом случае

$$f_3 = \frac{0{,}125}{ab_п}\left(\frac{I_ф}{x''_d}\right)^2,\ н/м. \qquad (9\text{-}91)$$

При учете насыщения вместо $b_п$ подставляется

$$b'_п = b_п\left(1 + \frac{b_z}{b_п}\frac{\mu_п}{\mu_{Fe}}\right).$$

Сила, действующая между двумя параллельными проводниками в лобовой части,

$$f = \frac{2i_{y1}i_{y2}}{d}\cdot k_ф\cdot 10^{-5} = 2\left(\frac{i_y s_п}{2a}\right)^2 k_ф\cdot 10^{-5},\ н/м. \tag{9-92}$$

где d — расстояние между проводниками, $k_ф$ — коэффициенты формы, значения $k_ф = f(b/a)$ см. на рис. 9-24.

Обычно рассчитывается суммарное усилие от всех проводников на полюсном делении и определяется давление на прокладку, которое не должно превышать 10^7 $н/м^2$.

Усилие, растягивающее бандажное кольцо,

$$f_б = 4{,}8\cdot 10^{-3}\left(\frac{A\tau}{x''_d}\right)^2 \frac{1}{n_к},\ н, \tag{9-93}$$

где $n_к$ — число колец.

Максимальный момент вращения при двухфазном коротком замыкании

$$M_{к2\ max} = \frac{260PU^2}{n\left(x''_d + x_2\right)}\left(1 + 17\frac{x_2 - x''_d}{x_2 + x''_d}\right), \tag{9-94}$$

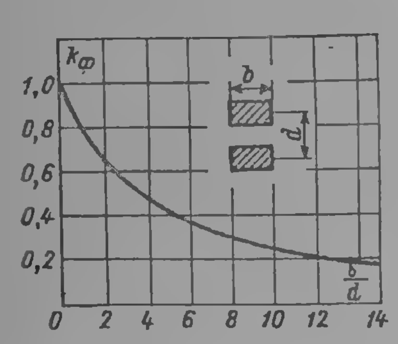


Рис. 9-24. Коэффициент формы для расчета сил между проводниками

а вызываемая им сила, действующая на болты крепления статора, расположенные на радиусе R, будет $f = M_{к2\ max}/R$, $н$.

5. Расчет потерь и коэффициента полезного действия. *а. Приближенное определение к. п. д.* Значение к. п. д. определяется по формуле

$$\eta = 1 - \frac{\sum Q}{P + \sum Q} = 1 - \frac{\frac{\sum Q}{P}}{1 + \frac{\sum Q}{P}}.$$

Приближенную оценку суммарных потерь и к. п. д. можно сделать уже на стадии предварительного выбора размеров, определив по общим уравнениям гл. 2. Кроме того, можно воспользоваться зависимостью:

$$\frac{\sum Q}{P} \approx \frac{aA^2 + bB_\delta^2 + cAB_\delta + d}{0{,}116\frac{k_ф k_\lambda 2}{\alpha\pi}A\cdot B_\delta k_{об}} \approx \frac{aA^2 + bB_\delta^2 + cAB_\delta + d}{1{,}45k_{об}AB_\delta}. \tag{9-95}$$

Значения коэффициентов a, b и c в зависимости от мощности на полюс и полюсного деления приведены на рис. 9-25.

Коэффициент d учитывает потери на вентиляцию и механические. Первые в машинах с воздушным охлаждением можно учесть, умножив первые три слагаемых числителя (9-95) на коэффициент

$$k_в = \frac{0{,}17}{2500 - 0{,}17v^2}, \tag{9-96}$$

где v — окружная скорость, $м/сек$.

Для машин с водородным охлаждением $k_в$ будет в 10 раз меньше.

Потери в подшипниках необходимо подсчитать по приведенным ниже формулам или принять по данным аналогичных машин, но и без точного учета этих потерь первые три члена числителя (9-95) (и часть четвертого — потери на вентиляцию) дают возможность оценить верхнюю границу к. п. д. Приближенно сумма потерь на вентиляцию и механических

$$Q_в + Q_м \approx 5pv_{окр}^3(l_t + 0{,}5)\cdot 10^{-5}\ квт. \tag{9-97}$$

С[illegible]исимостей рис. 9-25 можно также пр[illegible]арительно оценить [illegible] электромагнитных нагрузок, так как м[illegible]ксимум к. п. д. [illegible] при [illegible]порциональном увеличении как A, так и B_δ ($A =$ [illegible]$B_\delta\sqrt{a/b}$). При этом относительные потери падают:

$$\frac{\sum Q}{P} = \frac{2\sqrt{ab+c}}{1,45k_{об}} + \frac{d}{1,45k_{об}B_\delta}, \qquad (9\text{-}98)$$

а после точки $B_\delta \leq B_{\delta\,max}$, имеющей

$$A = \sqrt{\frac{bB^2_{\delta\,max} + d}{a}},$$

потери достигают минимума

$$\frac{\sum Q}{P} = \frac{2\sqrt{ab + \frac{ad}{B^2_{\delta\,max}} + c}}{1,45k_{об}}. \qquad (9\text{-}99)$$

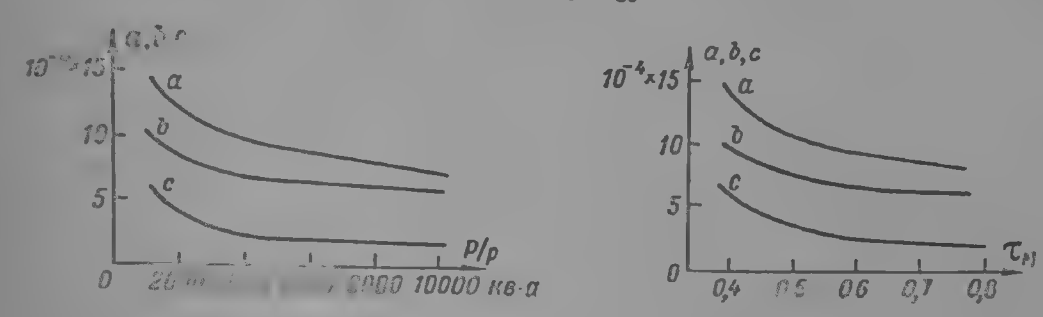


Рис. 9-25. К приближенному определению к. п. д.

6. Т[illegible] составляющих потерь и к. п. д. Приводим формулы для точного [illegible] составляющих потерь и к. п. д.

П о т е р и   х о л о с т о г о   х о д а   в   с е р д е ч н и к е. 1. Потери [illegible] с[illegible]рдечнике статора $Q_a = 1,3p_{a\,1,0}B_a^2(f:50)^{1,3}G_a 10^{-3}$; [illegible]начения $p_{a\,1,0}$ см. в табл. 8-6.

2. Потери в зубцах сердечника статора $Q_z = 1,7p_{z\,1,0}B^2_{z\,1/2}(f:50)^{1,3}G_z \times$ $\times 10^{-3}$; значения $p_{z\,1,0}$ см. в табл. 8-6.

3. Потери на поверхности шихтованных полюсных наконечников

$$Q_{p\,o} = 0,5\Lambda\left[(k_\delta - 1)B_\delta t_1\right]^2 2pQ'_\delta(z_1 n)^{1,5}\cdot 10^{-3}.$$

а. Эквивалентная поверхность полюсного наконечника

$$Q'_\delta = l_t + 2\delta, \text{ если } l_p \geq l_t + 2\delta,$$

$$Q'_\delta = b_i\left[l_p + 2l_{pl}\left(\frac{\delta}{\delta_{pl}}\right)^{1,5}\frac{0,007}{\Delta}\right], \text{ если } l_p < l_t + 2\delta;$$

здесь $\delta_{pl} = \frac{[illegible] + e(l_{pl} - \gamma - a)}{l_{pl}}$, см. рис. 9-26;

$$\delta_c = 0,12\ м, \quad a = c = 0,18\ м.$$

$$e = \sqrt{(l_{pl} - \gamma - a)^2 + (\delta + e)^2},$$

$$l_{pl} = \frac{l_t - l_p}{2} + \delta \text{ и } \gamma = \frac{l_t - l_p}{2} - a, \text{ если } l_{pl} \text{ [illegible]лико.}$$

4. П[illegible]ри в крайних пак[illegible]ах сердечника статора Q [illegible] $0,1p\tau(F_0 \cdot 10^3)^2$.

5. Полные потери холостого хода в сердечнике $Q_{Fe} = Q_a + Q_z +$ $+ Q_p + Q_т$.

П о т е р и   к о р о т к о г о   з а м ы к а н и я. 6. Основные потери в об[illegible]отке статора $Q_{Cu\,1} = 3I_ф R_{1.75}\cdot 10^{-3} = 2,4j_a^2 G_{Cu\,1}$.

7. [illegible]авочные потери в обмотке статора $Q_f = k_f Q_{Cu\,1}$.

а. Коэффициент добавочных потерь $k_f = mk_c + k_s$; m 0 для стержневых обмоток с полной транспозицией, $m = 1$ для катушечных обмоток без транспозиции, $m = 0{,}8 - 4\beta/w_к$ для катушек — с транспозицией, если $w_к > 5$; если $w_к \leq 5$, см. табл. 9-6:

б. Коэффициенты добавочных потерь:

от вытеснения тока

$$k_s = \varepsilon \cdot 0{,}107\,(f:50)^2\,(b_{Cu}:b_п)^2\,h_{Cu}^2 a^2 \cdot 10^4;$$

от циркуляционных токов между витками

$$k_c = \frac{0{,}019}{s_п^2}\,\varepsilon^2\left(\frac{b_{Cu}}{b_п}\right)^2 h_{Cu}^4 \cdot 10^4,\quad h_{Cu} = na,\quad \varepsilon = \frac{l_t - 0{,}5n_r b_r}{0{,}5 l_a};$$

для верхнего стержня двухслойной обмотки $k_{sв} = 1{,}75k_s$, для нижнего $k_{sн} = 0{,}25k_s$.

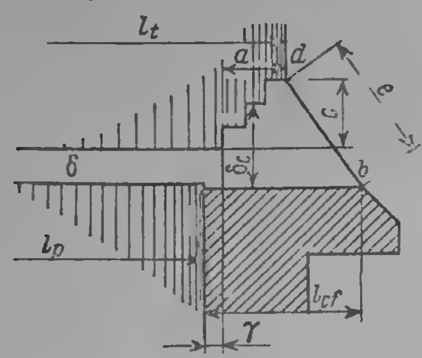


Рис. 9-26. К расчету поверхностных потерь

Таблица 9-6

К определению коэффициента добавочных потерь

Число витков в катушке $w_к$	$\beta = 0{,}8$	$\beta = 0{,}85$	$\beta = 0{,}9$
5	0,18	0,16	0,13
4	0,13	0,10	0,08
3	0,11	0,08	0,07
2	0,08	0,08	0,08

в. Коэффициент добавочных потерь для стержня обмотки, состоящей из n_2 сплошных и n_1 полых проводников по высоте с размерами a_2 и a_1 и каналом $a_к b_к$ в полом проводнике

$$k_s = 0{,}107\,(f:59)^2\left(\frac{b_{Cu}}{b_п}\right)^2 h_{Cu} h_c a_2^2 \cdot 10^4\left[1 + \frac{a_1^2 h_п}{a_2^2 h_c}\left(1 - \frac{a_к b_к}{a_1 b_1}\right)\left(1 - \frac{a_к^3 b_к}{a_1^3 b_1}\right)\right];$$

$$h_c = n_2 a_2;\quad h_п = n_1 a_1;\quad h_{Cu} = h_c + h_п.$$

8. Потери от 3-й гармонической в зубцах статора

$$Q_t = 10{,}7 p_z B_3^{5/4} G_z 10^{-3}.$$

Третья гармоническая индукции $B_3 = B_{z1/2}\,(A_{3m} x_d + 1{,}27 x_{ad} A_{3d})$; A_{3m} и A_{3d} см. на рис. 9-27.

9. Потери на поверхности полюсов при коротком замыкании от гармонических н. с. обмотки статора

$$Q_{ph} = \frac{2{,}1}{\sqrt[3]{q}}\left(x_{ad} k_G \frac{1}{k_{\delta 1} - 1}\right)^2 Q_{p0},\quad k_G \text{ см. на рис. 9-28;}$$

от гармонических н. с. порядка зубчатости статора

$$Q_{pz} = k'\left(x_{ad}\frac{2p}{z}\frac{1}{k_{\delta 1} - 1}\right)^2 Q_{p0},$$

δ_{max}/δ	1	1,5	2,0
k'	0,3	0,2	0,15

10. Потери в нажимных плитах и крайних пакетах сердечника статора при коротком замыкании $Q_{cd} = 35 w \tau D_i (f : 50)^2$, где $w = 1{,}15\,(A\tau : 10^5)^{2,5}$.

11. Полные добавочные потери короткого замыкания $Q_d = Q_i + Q_t + Q_{ph} + Q_{pz} + Q_{ed}$.

Потери на возбуждение. 12. Потери в обмотке возбуждения

$$Q'_e = i_e^2 R_{e\,75} \cdot 10^{-3}.$$

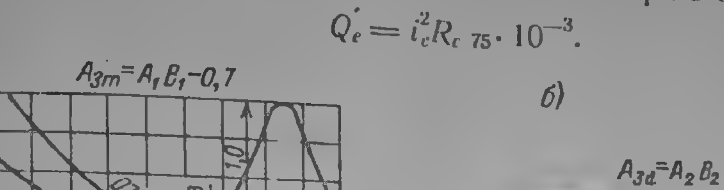
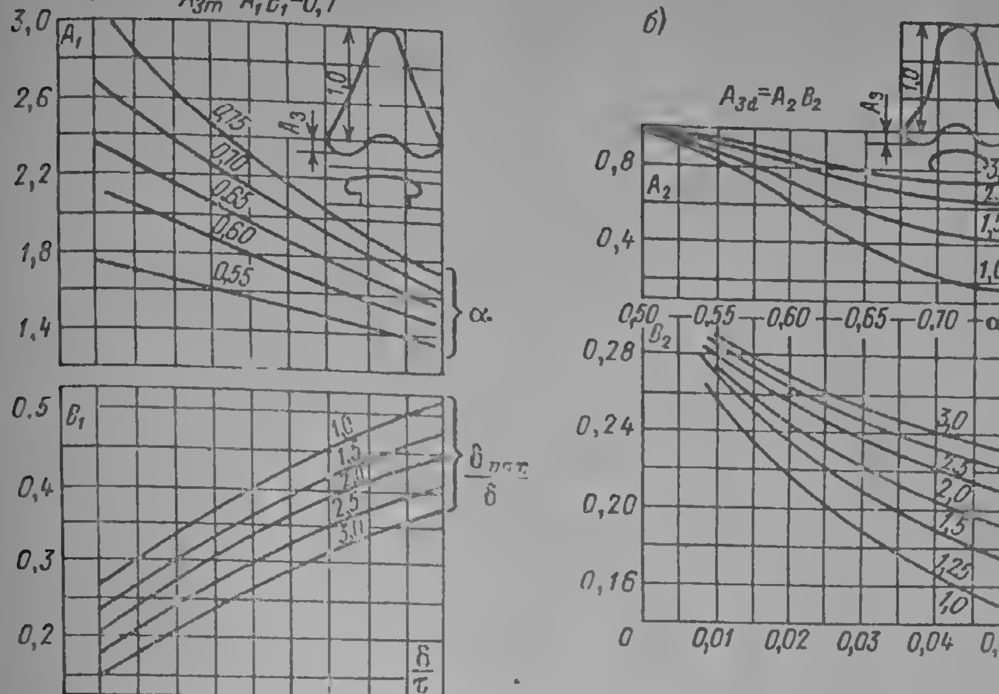



Рис. 9-27. К расчету потерь от 3-й гармонической поля

13. Потери в щеточном контакте

$$Q_{щ} = 2 i_e \cdot 10^{-3}.$$

14. Потери в возбудительном устройстве, к. п. д. которого η_e,

$$Q_в = (Q'_e + Q_{щ})\left(\frac{1}{\eta_e} - 1\right).$$

15. Полные потери на возбуждение

$$Q_e = (Q'_e + Q_{щ})/\eta_e.$$

Механические потери. 16. Потери на вентиляцию:

а. В общем виде $Q_в = \frac{HL}{102} + Q_{в.\,т} \approx \frac{HL}{102} k_т$.

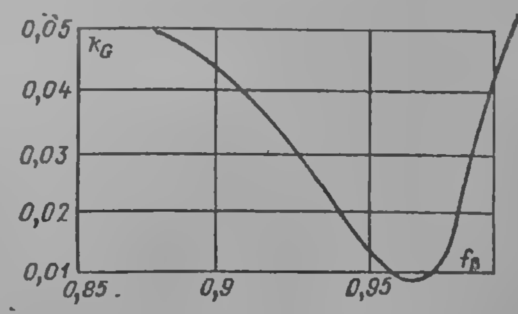


Рис. 9-28. К расчету поверхностных потерь при коротком замыкании

Первый член — потери собственно на вентиляцию, второй — потери на трение воздуха, $Q_{в.\,т}$ можно определить по формулам, приведенным в § 8-2, п. 4; H — напор, *м*, L — расход, *м³/сек*; $k_т$ — коэффициент, учитывающий потери на трение, $k_т \approx 1{,}4$; L' — расход воздуха через ротор и воздушный зазор, $L' \approx 0{,}7L$.

б. В машинах с радиальной вентиляцией

$$Q_v = \frac{(Q_{Fe} + Q_{Cu\,1} + Q_d + Q'_e) \cdot 0{,}17 v^2}{100\vartheta_в - 0{,}17 v^2};$$

$\vartheta_в$ — подогрев воздуха в машине, $\vartheta_в \leqslant 25$ *град*.

17. Потери на трение в подпятниках вертикальных машин $Q_п = AH^{3/2}n^{3/2}10^{-6}$; H — осевая нагрузка, A (см. рис. 9-29) зависит от удельного давления, *кгс/см*².

18. Потери в подшипниках вертикальных машин $Q_{пш} = [aD^2l + 5De]\, v_ц \mu$; $v_ц$ — скорость на цапфе, *м/сек*; μ — см. на рис. 9-30; $a = 0{,}05$ для машин со спицевым остовом ротора; $a = 0{,}01$ для машин с дисковым остовом ротора.

19. Потери в подшипниках горизонтальных машин $Q_{пш} = 9{,}81 G_р \mu v_ц$; $G_р$ — вес ротора; μ см. на рис. 9-30.

П о т е р и в а н о р м а л ь н ы х р е ж и м а х. 20. Потери при несимметричной нагрузке (ток обратной последовательности в долях номинального составляет I_2) в обмотке возбуждения

$$\Delta Q_c = \frac{1}{2} r_f P_н k_{f\,100f} I_2^2 \left(\frac{x'' - x_\sigma}{x_f} \right)^2;$$

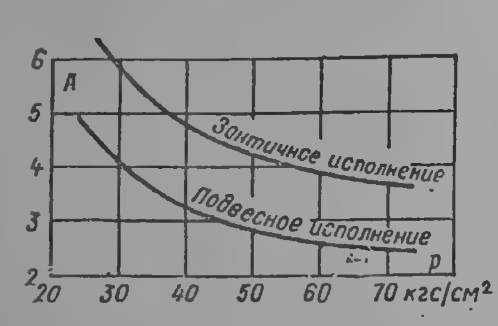


Рис. 9-29. К расчету потерь в подпятниках

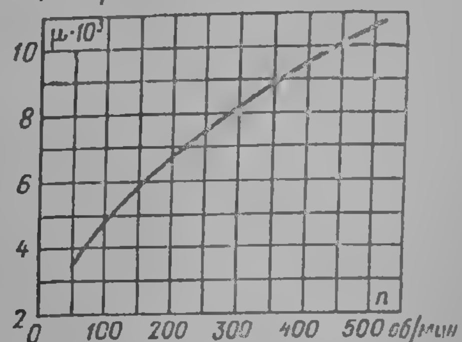


Рис. 9-30. К расчету потерь в подшипниках

в демпферной обмотке

$$\Delta Q_{Dd} = \frac{1}{2} r_{kd} P_н k_{f\,100d} I_2^2 \left(\frac{x'' - x_\sigma}{x_{kd}} \right)^2,$$

$$\Delta Q_{Dq} = \frac{1}{2} r_{kq} P_н k_{f\,100d} I_2^2 \left(\frac{x'' - x_\sigma}{x_{kq}} \right)^2.$$

Коэффициенты добавочных потерь при частоте f
в обмотке возбуждения

$$k_{ff/} = 1 + 0{,}107 w_e^2 \left(\frac{2b_e}{\tau - b_m} \right)^2 a_c^4 \left(\frac{f}{50} \right) \cdot 10^s.$$

в демпферной обмотке

$$k_{f\,dD} = 0{,}00885 d_b \sqrt{f:50}.$$

21. Потери при несинусоидальном токе в обмотке статора и амплитудах высших гармонических порядка ν, равных I_ν (в долях $I_н$):
в обмотке статора

$$\Delta Q_{Cu\,\nu} = Q_{Cu\,1} \left[\sum I_\nu^2 + (k_{f\,1} - 1) \sum I_\nu^2 \nu^2 \right];$$

в обмотке возбуждения

$$\Delta Q_{c\nu} = \frac{1}{2} r_f P_N \left[k_{f300} (I_5 + I_7)^2 + k_{f600} (I_{11} + I_{13})^2 + \ldots \right] \frac{(x_d'' - x_\sigma)^2}{x_f^2},$$

в демпферной обмотке

$$\Delta Q_{Dd} = \frac{1}{2} r_{kd} P_н \left[k_{f300} (I_5 + I_7)^2 + \ldots \right] \left(\frac{x_d'' - x_\sigma}{x_{k1}} \right)^2;$$

$$\Delta Q_{Dq} = \frac{1}{2} r_{kq} P_н \left[k_{f300} (I_5 + I_7)^2 + \ldots \right] \left(\frac{x_d'' - x_\sigma}{x_{kq}} \right)^2.$$

5. **Расчет пусковых характеристик.** Пусковые характеристики в случае асинхронного пуска рассчитываются для ряда скольжений от 1 до 0,05 в соответствии с эквивалентными схемами замещения синхронной машины по продольной и поперечной осям. Если обмотка возбуждения замкнута на пусковое сопротивление, то его величина прибавляется к r_f, если пуск производится через реактор, то его индуктивность прибавляется к x_σ. Для каждого скольжения определяется эквивалентное сопротивление машины по продольной и поперечной осям

$$\left.\begin{aligned} z_{ds} &= jx_\sigma + \frac{1}{\dfrac{1}{jx_{ad}} + \dfrac{1}{\dfrac{r_f}{s} + jx_f} + \dfrac{1}{\dfrac{r_{kd}}{s} + jx_k}}; \\ z_{qs} &= jx_\sigma + \frac{1}{\dfrac{1}{jx_{aq}} + \dfrac{1}{\dfrac{r_{kq}}{s} + jx_{kq}}}, \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}100)$$

токи статора основной частоты f

$$I_s' = \frac{U\left(z_{ds} + z_{qs} + \dfrac{2r_1}{2s-1}\right)}{(z_{ds} + r_a)\left(z_{qs} + \dfrac{r_1}{2s-1}\right) + (z_{qs} + r_1)\left(z_{ds} + \dfrac{r_1}{2s-1}\right)} \approx$$

$$\approx \frac{U}{2}\left(\frac{1}{z_{ds}} + \frac{1}{z_{qs}}\right) \qquad (9\text{-}101)$$

и частоты $(2s - 1) f$

$$I_s'' = \frac{U(z_{qs} - z_{ds})}{(z_{ds} + r_1)\left(z_{qs} + \dfrac{r_1}{2s-1}\right) + (z_{qs} + r_1)\left(z_{ds} + \dfrac{r_1}{2s-1}\right)} \approx$$

$$\approx \frac{U}{2}\left(\frac{1}{z_{ds}} - \frac{1}{z_{qs}}\right); \qquad (9\text{-}102)$$

максимальный начальный ток и токи в процессе пуска

$$I_{\max_{s=1}} \approx (I' + I'')_{s=1}; \quad I_s = \sqrt{(I_s')^2 + (I_s'')^2} \approx I_s'; \qquad (9\text{-}103)$$

момент в процессе пуска

$$M_s = \left[URe I_s' - (I_1')^2 r_1 + (I'')^2 \frac{r_1}{2s-1}\right]\frac{1}{\cos\varphi_\text{н}} \approx URe I_s' \frac{1}{\cos\varphi_\text{н}}. \qquad (9\text{-}104)$$

При определении параметров схемы замещения для больших скольжений необходимо учитывать насыщение и вытеснение тока, как это делается при расчетах асинхронных машин (см. гл. 8).

При расчетах пусков машин с массивными и полюсными башмаками параметры схемы замещения определяются методом последовательных приближений: по начальному значению пускового тока в роторе

$$I_\text{п} \approx (0,85 \div 0,9)\frac{1}{x_d''} \qquad (9\text{-}105)$$

определяют глубину проникновения тока и параметры массивных полюсов:

1. Глубина проникновения $\Delta' = 0,0266\,\dfrac{1}{k_\varphi}\left(\dfrac{P_\Lambda I_\text{п}}{k_F x_\sigma}\right)^{4/5}\dfrac{1}{\sqrt{s}}$, k_F и k_φ) см. на рис. 9-31 ($f = 50$ *гц*, см.[9-3]).

2. Активное сопротивление:

по продольной оси $r_{kd} = \dfrac{F_\Lambda}{\Phi_1}10^{-5}\left(\dfrac{l_p}{b_p\,\Delta} + 0,09\,\dfrac{c\tau}{q_R}\right)$,

по поперечной оси $r_{kq} = \frac{F}{\Phi_1} \cdot 10$ ...).

Реактивности

по продольной оси $x_{kd} = \frac{F}{\Phi_1} 10$ (... 0,0 ...).

по поперечной оси $x_{kq} = \frac{F\lambda}{\Phi_1} 10^{-3} \left(\frac{0{,}5 b_p}{b_p} + 0{,}12\tau \right)$.

В схему замещения подставляют значения параметров для скольжения s:

$$r_{k d s} = \frac{r_{kd} \sqrt{s}}{s}, \quad x_{k d s} = \ldots \quad \text{и т. п.}$$

При несовпадении результатов расчета с предварительным значением тока, расчет повторяется для нового значения тока [9-3].

Длительность пуска определяется следующим образом:

$$t = \ldots \frac{GD^2 \ldots}{(M_{п.\,ср} - M_{с.\,ср}) M_н} .$$

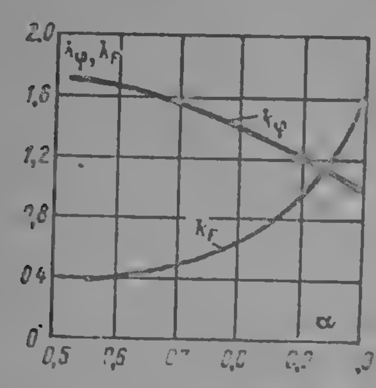


Рис. 9-31. К расчету параметров массивных полюсов

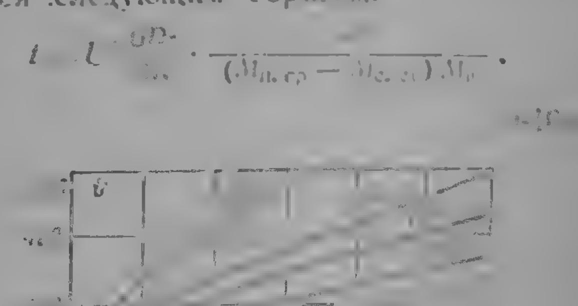


Рис. 9-32. К расчету нагрева массивных полюсов при пуске

где $M_{п.\,ср}$ — среднее значение пускового момента, $M_{с.\,ср}$ — среднее значение момента сопротивления, U — напряжение при пуске, $M_н$ — номинальный момент.

За время пуска обмотка статора нагревается на

$$\vartheta_s = (j_1 I_п)^2 t_п : 175 \quad (9\text{-}107)$$

Нагрев демпферной обмотки:

стержней

$$\vartheta_r = 3{,}5 \cdot 10^{-3} \frac{GD^2 \ldots}{\ldots} . \quad (9\text{-}108)$$

где $r_в$ — сопротивление стержней,

$$r_b = \frac{r_b \ldots + r_b \ldots}{\ldots}; \quad r_2 \ldots \frac{r}{2};$$

короткозамыкающих полос

$$\vartheta_k = 3{,}5 \cdot 10^{-6} \frac{GD^2 n^2 r_R}{G_R r_2}, \quad (9\text{-}109)$$

где $r_R = (r_{Rd} + r_{Rq})/2$.

Нагрев поверхности массивных полюсов определяется по кривым рис. 9-32 в зависимости от удельных потерь на поверхности полюсов и длительности пуска [9-3]

$$p' = \frac{P_н \frac{M_s}{M_н} \ldots 1}{2p \cdot b_p \, l_p}, \ кет/м^2, \quad (9\text{-}110)$$

а нагрев короткозамыкающих полос — по выражению

$$\vartheta_R = \frac{GD^2 \ldots \; r_R \ldots r_{\ldots}}{\ldots G_R \; r_2 \ldots} . \quad (9\text{-}111)$$

Здесь c — теплоемкость, $c \approx 390$ для меди, $c \approx 380$ для латуни; r_R и r_{kd} берутся средние за время пуска (см. стр. 395, п. 2).

Ток в полосе при пуске $I_R = A\tau\,(I/I_н) : \pi$.

Распределение токов в массиве и короткозамыкающих полосах определяется по схеме замещения.

6. Весовые данные. а. Масса активных материалов:

1. Ярмо сердечника статора	$G_{Fe\,a} = Q_a L_a 2p \frac{h_a}{h'_a}\, 7{,}8 \cdot 10^3$
2. Зубцы сердечника статора	$G_{Fe\,z} = Q_{z\,1/2} \cdot h_п \cdot 2p \cdot 7{,}8 \cdot 10^3$
3. Медь обмотки статора	$G_{Cu\,1} = zS_n \frac{l_a}{2} q_a \cdot 8{,}9 \cdot 10^3$
4. Медь обмотки ротора	$G_{Cu\,2} = l_e w_e 2pq_e \cdot 8{,}9 \cdot 10^3$
5. Медь демпферной (пусковой) обмотки	$G_{Cu\,D} = (n_b q_b l_p 2p + 2\pi D_l q_R)\, 8{,}9 \cdot 10^3$
6. Полюсы ротора (сердечника) . . .	$G_m = (h_m b_m l_m + h_p b_p l_p)\, 2p \cdot 7{,}8 \cdot 10^3$
7. Корпусная изоляция обмотки статора	$G_{из} = z\,\Delta_l h_n b_n \frac{l_a}{2}\, 1{,}55 \cdot 10^3$

Ориентировочно массу активных материалов на единицу мощности можно определить по кривым рис. 2-6—2-8.

б. Полная масса машины.

Полная масса определяется по чертежам. Ориентировочно для гидрогенераторов полную массу можно определить по кривым рис. 9-33, для машин средней мощности — по кривым рис. 2-6 и 2-8. Для машин одинакового исполнения массу конструктивных материалов можно определить пересчетом по формуле (2-49), предварительно подсчитав коэффициенты по данным выполненных машин.

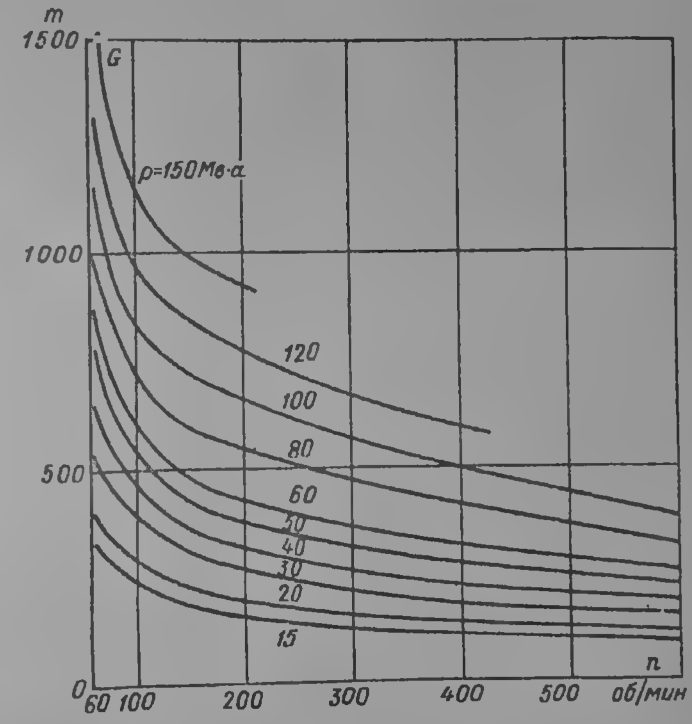


Рис. 9-33. Приближенные значения массы гидрогенераторов

7. Нагревание и охлаждение. *а. Машины с косвенным воздушным охлаждением.* 1. Расчеты вентиляции. Эти расчеты являются общими для всех видов машин и подробно освещены в соответствующей литературе [2-9]. Трудность этих расчетов состоит в том, что на начальной стадии проектирования конструктор еще не располагает данными для точного вентиляционного расчета. Это приводит к необходимости пользоваться приближенными методами и, кроме того, вести проектирование с некоторым запасом по расчетной температуре наиболее нагретой точки.

Наиболее простым методом предварительного вентиляционного расчета является расчет по прототипу. Если конструкции машин подобны в главных чертах, то эффективность напорных элементов можно сравнить по отношению квадратов окружных скоростей,

$$H_1/H_2 \approx v^2_{окр\,1}/v^2_{окр\,2}, \tag{9-112}$$

а гидравлические сопротивления — по обратному отношению квадратов сечений вентиляционной цепи,

$$z_1/z_2 = s_2^2/s_1^2. \tag{9-113}$$

Следовательно, расход воздуха в проектируемой машине можно выразить через расход воздуха в прототипе L_1 с помощью соотношения

$$L_2 = L_1 \frac{s_2 D_2 n_2}{s_1' D_1 n_1}. \tag{9-114}$$

В машинах с чисто радиальной вентиляцией отношение сечений вентиляционной цепи приблизительно равно отношению суммы сечений входных вентиляционных каналов статора и ротора, а в машинах с аксиальной вентиляцией — площади зазора, межполюсного пространства и аксиальных каналов в статоре и роторе.

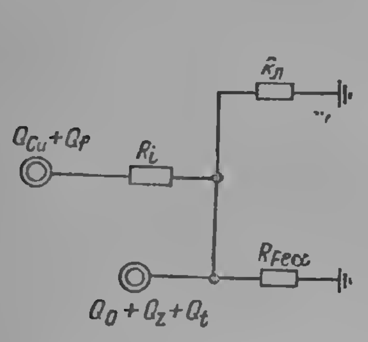


Рис. 9-34. Упрощенная тепловая схема статора

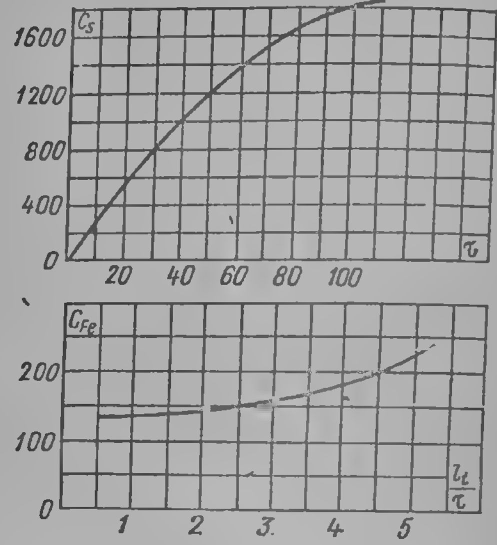


Рис. 9-35. К расчету теплоотдачи статора

Можно приближенно считать, что в гидрогенераторах, где сечение радиальных каналов статора $s_с$ (на входе) и ротора $s_р$ (на выходе),

$$L = 0{,}011\,(s_с + s_р)\,D_i n. \tag{9-115}$$

Уточненный вентиляционный расчет производится по методике [2-9].

2. Тепловой расчет. Тепловой расчет статора машины с радиальной вентиляцией может базироваться на упрощенной тепловой схеме рис. 9-34 и табл. 9-7. Тепловой расчет крайних пакетов производится по тем же формулам, но с другим значением тепловой нагрузки:

$$\vartheta_{Fe\,кр} = \left(w_1 + w_2 + \frac{Q_{кр}}{\pi D_i l_{кр}}\right)\frac{1}{\alpha_1}, \tag{9-116}$$

где $l_{кр}$ — осевая длина двух крайних пакетов.

Тепловой расчет статора при аксиальном охлаждении требует предварительного определения скоростей воздуха во всех осевых каналах. По этим скоростям определяются коэффициенты теплоотдачи и с помощью тепловой схемы производится расчет превышений температуры.

Расчет температуры обмотки возбуждения рассматривался на стр. 361.

б. Машины с жидкостным и форсированным воздушным охлаждением. При непосредственном охлаждении обмотки статора водой прежде всего определяют количество параллельных цепей по воде, задаваясь давлением H, *м вод. ст.*, подогревом воды Θ, гидравлическим диаметром канала d и плотностью тока $j_э$ *а/м²*. При этом максимальная возможная длина одной цепи по воде будет

$$l_{max} = 250 \sqrt[3]{\frac{\theta^2 \left(\frac{q}{1-q}\right)^2 Hd}{(j_э : 10^6)^4}}, \tag{9-117}$$

где q — доля сечения витка, занятая каналами.

Таблица 9-7

Формулы для упрощенного теплового расчета

Участок тепловой схемы	Тепловая нагрузка	Коэффициент теплоотдачи или теплопроводности	Повышение температуры
Поверхность сердечника	$w_1 + w_2 = \frac{jAk_l}{42 \cdot 10^{10}} + \frac{Q_a + Q_2 + Q_l}{\pi D_i (l_1 - n_r l_r)}$	$\alpha_1 = \frac{1 + 0.1v_{окр}}{c_{Fe}}$ c_{Fe} см. на рис. 9-35	$\theta_{Fe} = (w_1 + w_2) \frac{1}{\alpha}$
Изоляция обмотки в пазовой части	$w_3 = \frac{jAk_l}{42 \cdot 10^{10}} \frac{t_1}{2(h_п + b_п)}$	$\lambda_l = 0.016$	$\theta_l = w_3 \frac{0.5\Delta_l}{\lambda_l}$
в лобовой части	w_3	$\alpha_л = \frac{1 + 0.07v_{окр}}{c_5}$ c_5 см. на рис. 9-35	$\theta_л = w_3 \frac{1}{\alpha_л}$
Медь обмотки статора (средняя температура)	—	—	$\theta_{Cu\,1} = \frac{(\theta_{Fe} + \theta_l)(l_l n_r b_r)}{0.5l_a} + \frac{(\theta_l + \theta_л)(l_л + n_r b_r)}{0.5l_a}$

В начале проектирования принимается $q = 0,1 \div 0,2$, затем q уточняется по конкретным размерам проводников. После определения l_{max} уточняется количество витков обмотки, включенных последовательно по воде, фактическая длина цепи по воде l, число ветвей по воде $n = zs_п l_a/(2l)$ и проверяется значение q:

$$0,5 + \sqrt{0,25 - \frac{j^2 l^{3/2}}{(1-q)^2 \, 4000 \sqrt{H d\theta}}} \geqslant q \geqslant 0,5 - \sqrt{0,25 - \frac{j^2 l^{3/2}}{(1-q)^2 \, 4000 \sqrt{H d\theta}}}. \tag{9-119}$$

Затем определяется фактический расход воды в обмотке

$$L = \frac{19\,000 q q_a n}{1-q} \sqrt{\frac{Hd}{l}} \geqslant \frac{1,2Q_{Cu} + Q_f}{4,13\theta_в}, \text{ л/сек.} \tag{9-120}$$

Обмотки ротора с форсированным охлаждением выполняются по типу изображенных на рис. 9-36, *а* или *б* и *в*.

Во всех случаях необходимо предварительно определить расход воздуха через канал обмотки на базе вентиляционного расчета или пересчетом с моделей и прототипов. Определив скорости воздуха в каналах, нужно рассчитать тепловые сопротивления всех поверхностей $R_i = \frac{1}{\alpha_i s_i}$, где $\alpha_i = Bv^{0,78} l^{-0,22}$, *вт/м²*, для поверхности и $\alpha_i = Mv^{0,78} d^{-0,22}$, *вт/м²*, для канала (значения всех сомножителей в обеих формулах см. на рис. 9-37). Для узкой щели (шириной b) $d \approx 2b$.

Для коротких каналов (рис. 9-36, *в*) значение M может быть увеличено до значения $M' = Mf(L/d)$:

L/d	1	2	3	5	10	20
$f(L/d)$	1,6	1,5	1,4	1,3	1,2	1,1

Превышение температуры обмотки определяется следующим образом:

$$\vartheta_{Cu2}=\frac{Q_c}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\cdots\frac{1}{R_n}},\ \text{град.}$$

в. Нагревание в анормальных режимах. Превышения температур обмоток в анормальных режимах, например при несимметрии нагрузки или несинусоидальном токе, определяются по тем же формулам, что и в нормальных режимах, но с учетом дополнительных потерь (см. стр. 394). Допустимые нагрузки в анормальных режимах определяются предельными температурами обмоток и сердечника (для демпферной обмотки 130—150°).

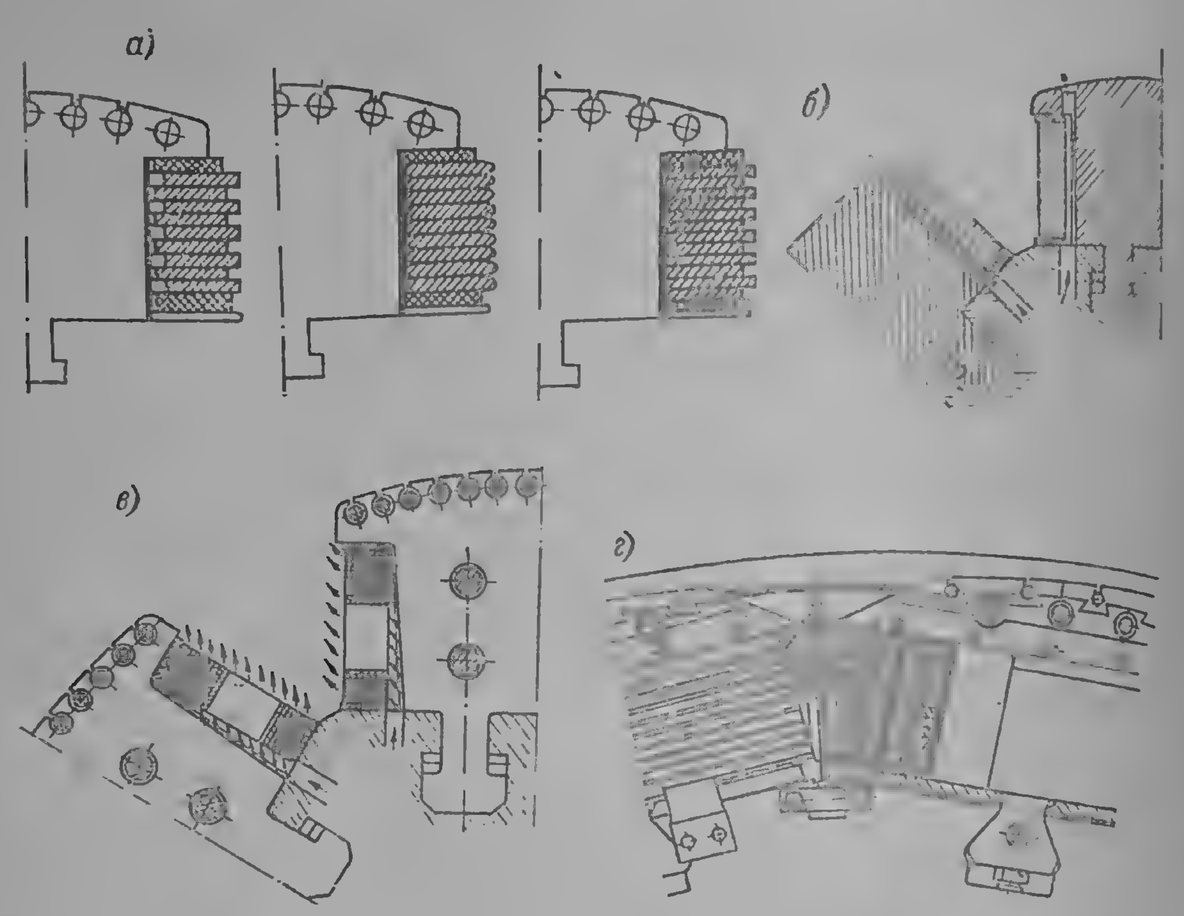


Рис. 9-36. Типы форсировки охлаждения катушек полюсов: *а* — за счет увеличения наружной поверхности катушек; *б* — за счет повышения скорости газа и поверхности теплоотдачи, *в* — за счет повышения поверхности теплоотдачи с помощью поперечных каналов; *г* — непосредственное охлаждение обмотки ротора водой

Таблица 9-8

Данные нормализованных воздухоохладителей

Основные размеры, *мм*			Отводимые потери, *квт* при разнице температур воздуха и воды (*квт*)		Длина трубы, *мм*	Число рядов	Число трубок в ряду	Число ходов воды	Масса воды, *т*
Высота	Ширина	Толщина	$\Delta t = 10$ *град*	$\Delta t = 7$ *град*					
1428	950	350	50—75	35—55	1000	6	16	6	450
1928	950	350	90—115	55—80	1300	6	16	4	[illegible]
1928	1250	350	105—160	25—110	1500	6	22	4	[illegible]
2928	950	350	130—195	95—136	2500	6	16	2	742
2928	1250	350	185—265	130—190	2500	6	22	2	990

Выбор воздухоохладителей. Тип воздухоохладителя в машинах с замкнутой системой вентиляции определяется по значению потерь с помощью табл. 9-8.

При отсутствии подходящих серийных охладителей можно интерполировать данные табл. 9-15. При этом можно считать, что суммарная длина трубок составляет 1,7 *м/квт*, и расход воды подсчитывать по формуле

$$L = 8{,}5\,\frac{P_{н}}{1000}\left(\frac{1-\eta}{0{,}025}\right),\ м^3/час. \tag{9-121}$$

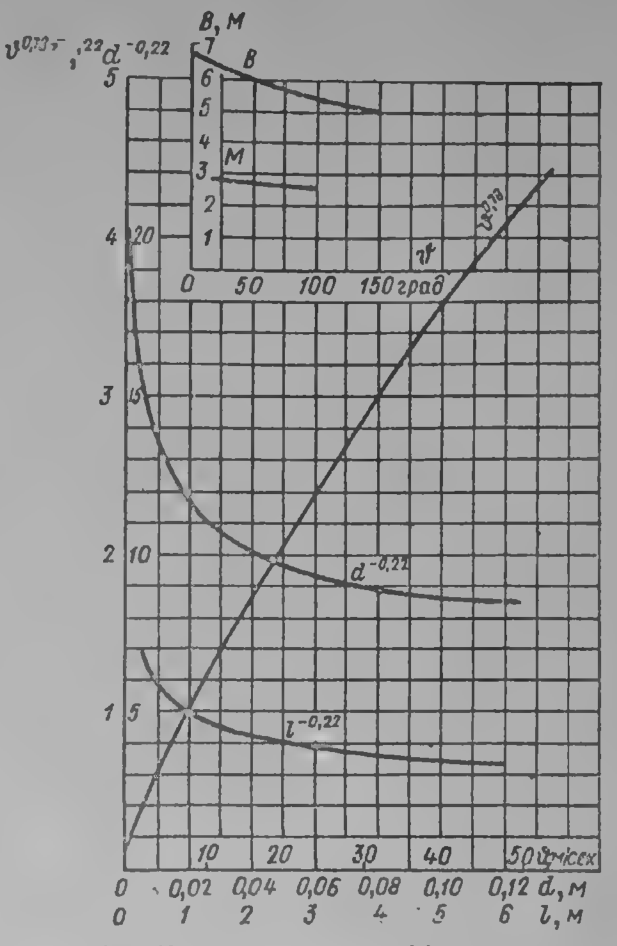


Рис. 9-37. К определению коэффициентов теплоотдачи

9-3. КОНСТРУКТИВНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ ЯВНОПОЛЮСНЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН

Как уже отмечалось выше, конструкция машины переменного тока определяется не столько типом этой машины — синхронной или асинхронной, сколько ее мощностью и скоростью вращения, т. е. размерами, а также, в основном, условиями работы. Синхронная и асинхронная машины, предназначенные для работы в угольных шахтах и, следовательно, взрывобезопасные, имеют больше сходных конструктивных узлов (корпус, вал, подшипники и т. п.), нежели различных. Отличия в конструкцию явнополюсной синхронной машины вносит наряду с устройством возбуждения и подвода тока к ротору еще и конструкция ротора в отношении устройства полюсов и обода. В остальном конструкции синхронной и асинхронной машин близкой мощности и скорости вращения аналогичны по исполнению статора, вала, подшипниковых узлов, торцевых элементов и т. п. Благодаря этому ряд заводов унифицирует исполнение синхронных и асинхронных машин, используя одни и те же штампы для сердечников статоров, конструкции корпусов, подшипники, обмотки и др. детали.

Имеются отличия конструкций явнополюсных синхронных машин, вызванные не принципом их действия, а тем обстоятельством, что синхронными явнополюсными выполняются наиболее мощные машины переменного тока средней и низкой скорости вращения, т. е. машины с наибольшим активным объемом: дизель-генераторы, гидрогенераторы, синхронные компенсаторы, крупные двигатели. Их особенности будут описаны ниже.

Кроме того, ряд особенностей конструкций явнополюсных синхронных машин вызван их характеристиками и параметрами, определяемыми условиями работы: устойчивостью, возможностью регулирования напряжения и коэффициента мощности в системе и т. п. На них мы также остановимся в соответствующих разделах.

1. Особенности конструкции гидрогенераторов. Гидрогенераторы являются самыми крупными электрическими машинами, их размеры: диаметр корпуса достигает 20 *м*, высота корпуса статора (осевая длина) достигает 4—5 *м*, общая высота генератора — до 13 *м*, а масса нередко составляет

1500 *т*. Естественно, что при таких размерах не только весь гидрогенератор, но и его узлы — статор и ротор — должны быть разборными для возможности транспортировки по железной дороге или другим транспортом. Мощные гидрогенераторы, как правило, выполняются с вертикальным валом, только машины высокой скорости вращения в ряде случаев выполняются горизонтальными. При вертикальном расположении вала остов ротора и вал не нагружаются радиальными силами от собственного веса и становится возможным при больших диаметрах обеспечить их радиальную жесткость. При горизонтальном расположении вала обеспечение радиальной жесткости статора большого диаметра потребовало бы столь значительного усиления конструкции (и утяжеления ее), что потеряло бы смысл. При вертикальном расположении вала в конструкции появляются элементы, воспринимающие значительные осевые нагрузки от веса ротора, вертикальной составляющей давления воды на рабочее колесо турбины, веса рабочего колеса турбины: опорные крестовины и подпятник (опорный подшипник).

Вследствие особенностей системы регулирования первичного двигателя — гидравлической турбины гидрогенератор должен обладать определенной величиной махового момента, как для возможности успешного регулирования скорости турбины, так и для обеспечения устойчивой параллельной работы с сетью. Это требование вызывает значительный диаметр и массу ротора гидрогенератора. Кроме того, при полном сбросе нагрузки и отказе системы регулирования турбины существует некоторая вероятность достижения угонной скорости вращения, которая может в 2—2,5 раза превышать номинальную. При этом ротор гидрогенератора не должен разрушиться или задеть за статор. Эти требования учитываются при разработке конструкции.

Существуют два основных компоновочных типа вертикальных гидрогенераторов: подвесной и зонтичный. В первом подпятник расположен выше ротора и опирается на грузонесущую крестовину, в свою очередь опирающуюся на статор. В верхней крестовине в отдельной масляной ванне или в одной ванне с подпятником располагается верхний направляющий подшипник (в последнем случае его шейкой является поверхность втулки подпятника). Втулка подпятника подвесного гидрогенератора съемная. В тех случаях, когда длина вала велика, кроме турбинного направляющего подшипника, может потребоваться нижний генераторный подшипник, стабилизирующий работу вала и уменьшающий его вибрации при прохождении критической скорости. Два примера классического подвесного исполнения гидрогенераторов приведены на рис. 9-38, *а* и *б*.

В гидрогенераторах зонтичного исполнения подпятник расположен ниже ротора и может опираться либо через конусообразную подставку на крышку турбины, либо на нижнюю опорную крестовину, установленную на фундаменте над шахтой турбины. Первый вариант зонтичной компоновки позволяет сильно снизить общую высоту агрегата и уменьшить массу генератора, так как усиление крышки турбины увеличивает ее массу в меньшей степени, нежели устройство отдельной крестовины, имеющей больший пролет. Поэтому первый вариант находит все большее применение даже в относительно быстроходных машинах с малым диаметром турбины, где расположение подпятника в шахте представляет известные трудности. Укорочение вала между генератором и турбиной позволяет в этом случае зачастую обойтись без нижнего направляющего подшипника: один верхний подшипник генератора устанавливается в верхней крестовине, рассчитанной на нагрузку от собственного веса, веса возбудителя, маслоприемника турбины (если он есть) и тому подобных вспомогательных устройств. В тех случаях, когда требуется нижний направляющий подшипник, он либо устанавливается в нижней опорной крестовине, либо, при ее отсутствии, укрепляется специальными распорными лапами, передающими радиальные нагрузки на стенки шахты турбины. Примеры зонтичного исполнения гидрогенераторов приведены на рис. 9-39.

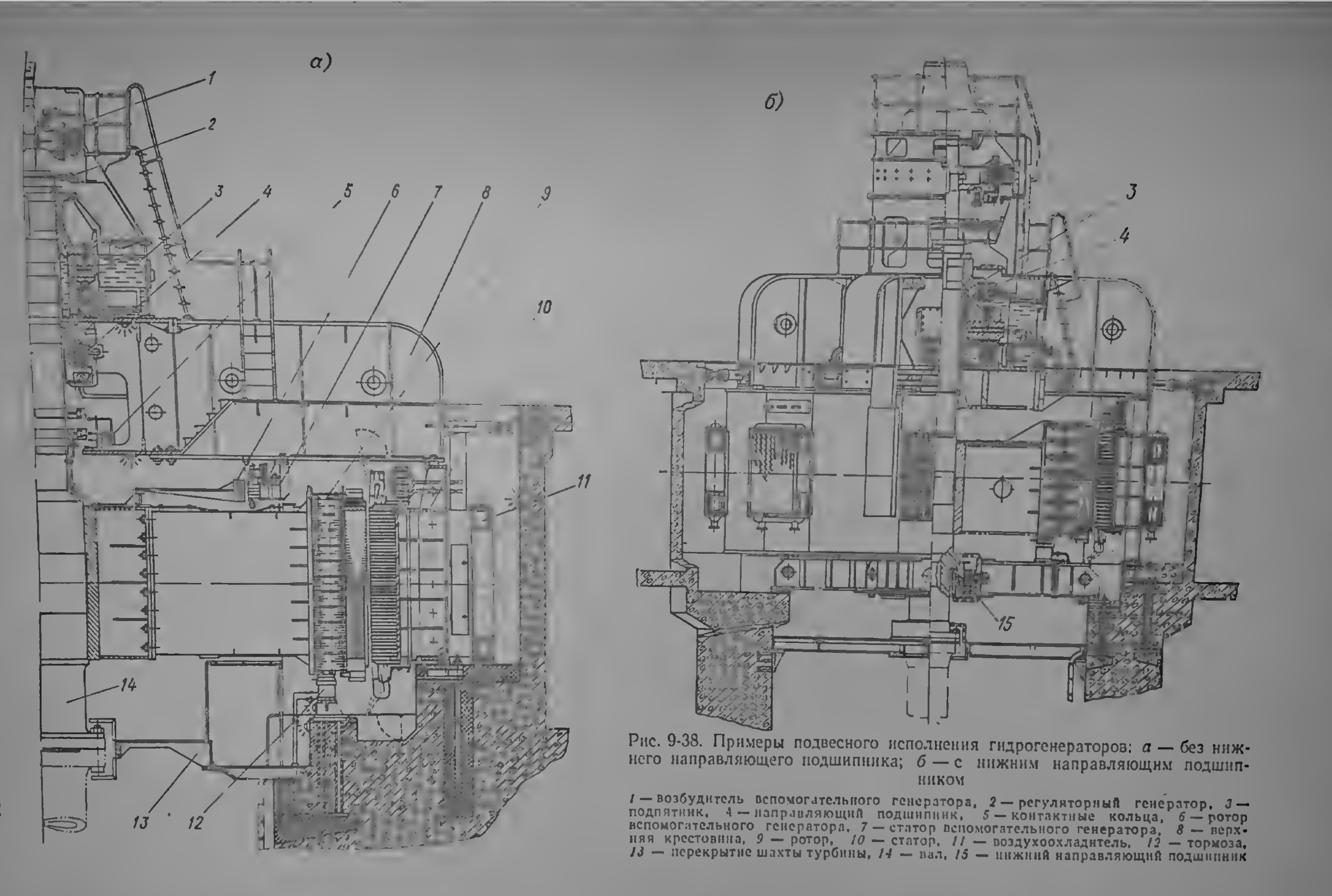


Рис. 9-38. Примеры подвесного исполнения гидрогенераторов: *а* — без нижнего направляющего подшипника; *б* — с нижним направляющим подшипником

1 — возбудитель вспомогательного генератора, *2* — регуляторный генератор, *3* — подпятник, *4* — направляющий подшипник, *5* — контактные кольца, *6* — ротор вспомогательного генератора, *7* — статор вспомогательного генератора, *8* — верхняя крестовина, *9* — ротор, *10* — статор, *11* — воздухоохладитель, *12* — тормоза, *13* — перекрытие шахты турбины, *14* — вал, *15* — нижний направляющий подшипник

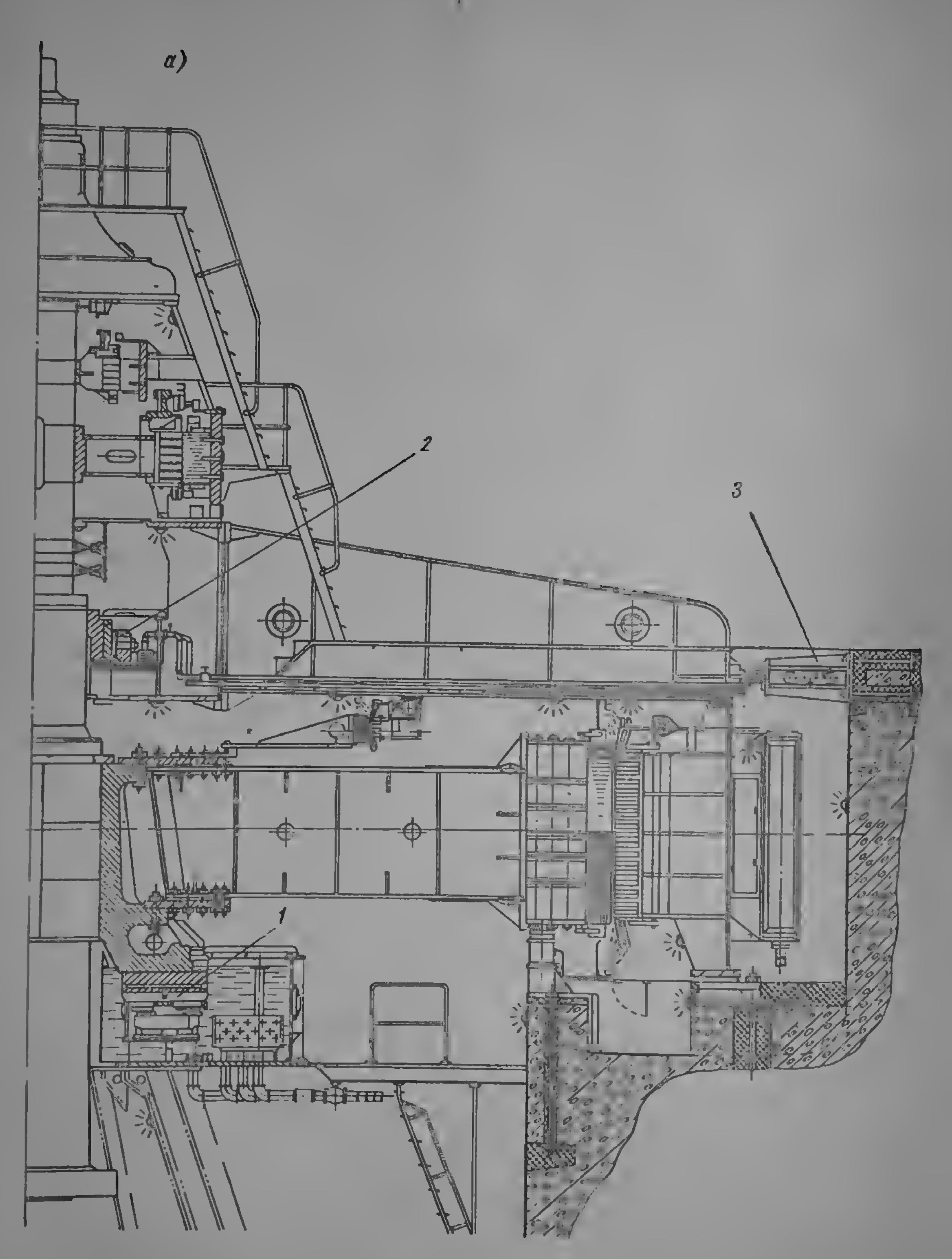
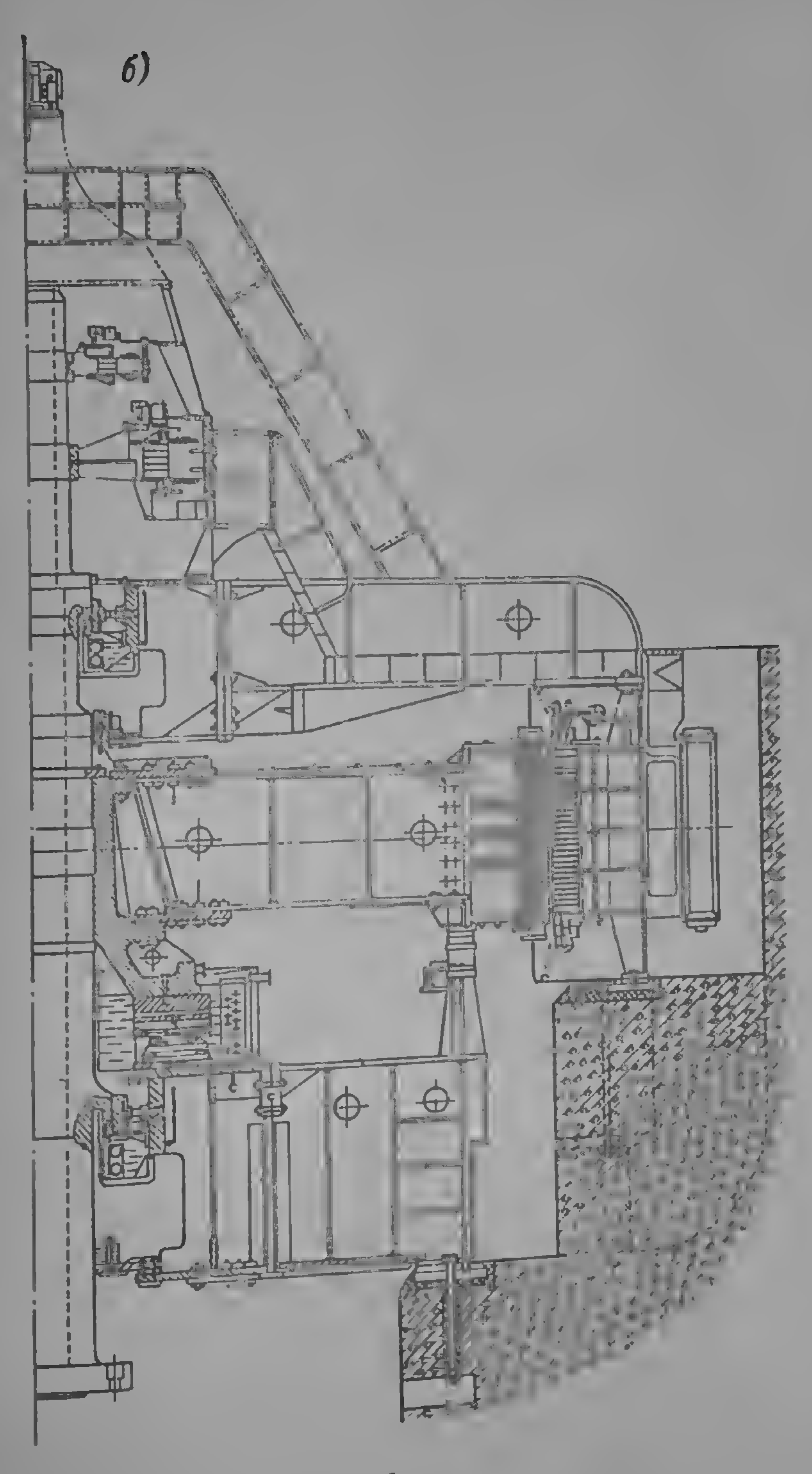


Рис. 9-39. Примеры зонтичного исполнения гидрогенераторов:

1 — подпятник, 2 — направляющий

б — с нижней



а — с опорой подпятника на крышку турбины,
одшипник. з — винтовой упор
крестовиной

Выбор типа компоновки производится на основе технико-экономического сравнения, в котором учитываются стоимость и к. п. д. генератора (потери в подпятнике возрастают в зонтичном исполнении из-за увеличения диаметра), а также стоимость машинного зала, которая в известной степени зависит от компоновки агрегата, особенно в подземных гидроэлектростанциях. На рис. 9-40 приведена кривая $D_i/l_i = f(n)$, с помощью которой можно определить наиболее вероятное исполнение генератора: при $D/l > 7$ — зонтичное, при $D/l < 7$ — подвесное.

Статор гидрогенератора (рис. 9-41) при диаметре корпуса большем 4,5—5 *м* выполняется разъемным. Для соединения каждая из частей (секторов) корпуса статора снабжается стыковыми плитами с отверстиями для стяжных шпилек и установочных штифтов. Корпус сваривается из толстой листовой стали и состоит из нескольких горизонтальных поясов (полок), соединенных продольными ребрами жесткости и наружной обшивкой. Корпус может иметь форму цилиндра или многогранника. К полкам привариваются с помощью угольников вертикальные полосы с ласточкиными хвостами, на которые надеваются листы сердечника при сборке. С торцов сердечник закреплен с помощью нажимных гребенок (рис. 9-42) и стяжных шпилек. С наружной стороны корпуса устанавливаются воздухоохладители, против мест их установки в обшивке делаются окна. Окна необходимы также на стыках для возможности сборки, поэтому часть охладителей устанавливается на стыках.

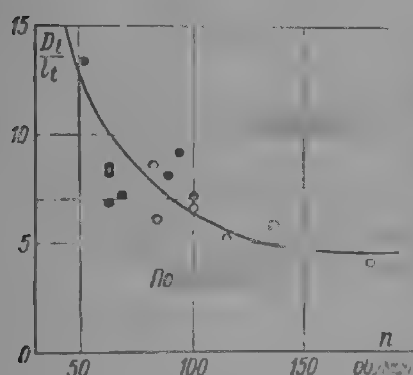


Рис. 9-40. Области применения конструктивных типов гидрогенераторов [2-4]

○ — подвесной тип, ● — зонтичный

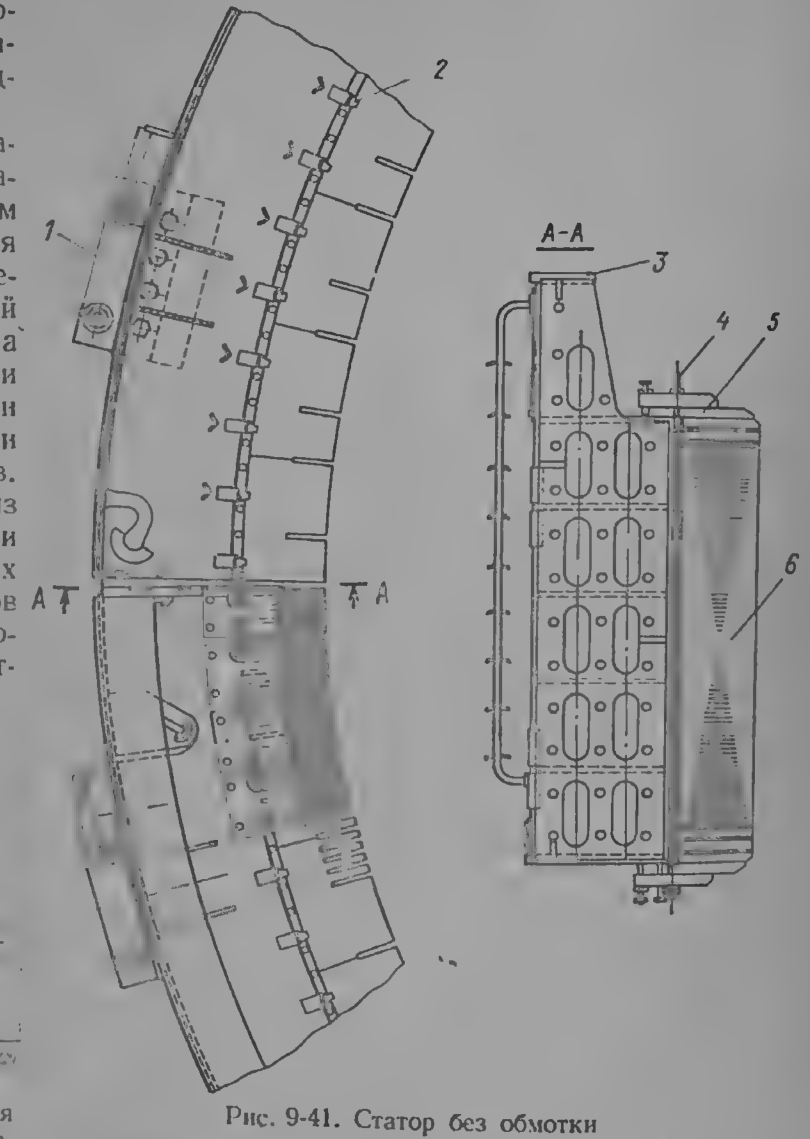


Рис. 9-41. Статор без обмотки

1 — фундаментная плитка, *2* — клинья, *3* — корпус, *4* — стяжные шпильки, *5* — нажимные гребенки, *6* — сердечник

Части корпуса, выступающие за длину сердечника сверху и снизу, как правило, снабжаются дополнительными осевыми ребрами жесткости (под опорами лап крестовины и над фундаментными плитами), и их фланцы делаются большей толщины, чем полки в средней части. Нижняя часть кор-

пуса может отсутствовать, тогда опорой статора является нижняя полка средней части корпуса. Необходимость в нижней части корпуса объясняется тем, что она лучше защищает нижние лобовые части обмотки при транспортировке и монтаже, поэтому при ее отсутствии на статор снизу устанавливаются монтажные опоры.

Сердечник статора, как указывалось выше, собирается из отдельных листов, показанных на рис. 9-43, *а, б*. Размеры паза обмотки в листе сердечника больше, чем размер обмотки по ширине на 0,5 *мм*, а по высоте — на 0,2 *мм*, этим учитывается неизбежная неточность сборки.

Размеры пазов для клиньев обмотки обычно стандартные (для крупных машин высота клина составляет 8; 12 или 15 *мм*); стандартизированы также пазы для клиньев корпуса, на которых собирается сердечник. Кроме основного листа применяются еще отдельные (вентиляционные) листы, укладываемые на краях пакетов: их пазы больше, и к ним приварены вентиляционные распорки (рис. 9-43, *в*), а также листы крайних пакетов, образующие ступеньки на торцах сердечника (рис. 9-43, *г, д*). Пакеты сердечника при чисто радиальной вентиляции имеют одинаковую толщину, в очень длинных машинах толщина средних пакетов на 15—20% меньше расчетной, крайние пакеты всегда рекомендуется делать несколько тоньше. Для лучшей запрессовки сердечника крайние пакеты склеивают при сборке клеем на основе эпоксидной смолы. При прессовке сердечника давление на его поверхность достигает 20 *кгс/см²*.

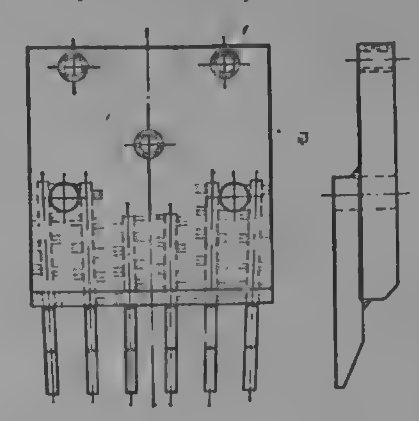


Рис. 9-42. Нажимная гребенка

Нажимные гребенки (или плиты в неразъемных статорах) изготовляются из стали, пальцы их — из немагнитной стали.

Обмотки статоров мощных гидрогенераторов выполняются, как уже говорилось, в большинстве случаев стержневыми и — для уменьшения числа соединительных перемычек — волновыми. При выборе числа пазов схема обмотки подробно не разрабатывается, к ней приступают на дальнейших стадиях проекта. Составление схемы обмотки начинают с числового ряда. Этот ряд при целом q содержит одинаковые числа, при дробном q вида $bd + c$ он состоит из периодов по d членов, из которых c членов равны $b + 1$, а $d - c$ членов равны b. Естественно, что возможны различные перестановки этих членов в пределах периода, а от вида ряда зависит, во-первых, длина перемычек в волновой обмотке и, во-вторых, состав гармонических поля реакции якоря. Числовой ряд, дающий минимум перемычек, что важно для волновых обмоток, получается следующим образом: составляется таблица, содержащая c строк и d столбцов. Таблица заполняется сверху слева по столбцам, причем подряд выписываются c чисел, равных $b + 1$, и $d - c$ чисел, равных b, с переходом на следующий столбец после окончания очередного. В заполненной таблице каждая строка представляет собой полный катушечный ряд.

Для выбора чередования катушечных групп с учетом дробных гармонических используются ряды чередований катушечных групп [2-4]. В тех случаях, когда выполнение ряда по [2-4] затруднено большим количеством перемычек, надо проверить значение дробных гармонических для ряда другого вида по схеме обмотки.

При составлении схемы обмотки вначале составляют так называемую табличную схему (таблицу) обмотки, состоящую из z_0 клеток: z_0 — число пазов единичной машины, равное $3(bd + c)$ при четном d и $6(bd + c)$ при нечетном d.

Число квадратов в каждой строке таблицы равно результирующему шагу $y_р$, который определяется по формуле: $y_р = [6(bd + c) \pm m]/d$

и должен быть равен целому числу. Здесь m — наименьшее целое число, дополняющее 6 $(bd + c)$ до ближайшего числа, кратного d. Пример такой таблицы показан на рис. 9-44. Каждому ее квадрату присваивается номер, соответствующий порядковому номеру паза; таким образом, клетки перенумеровываются подряд слева направо и сверху вниз.

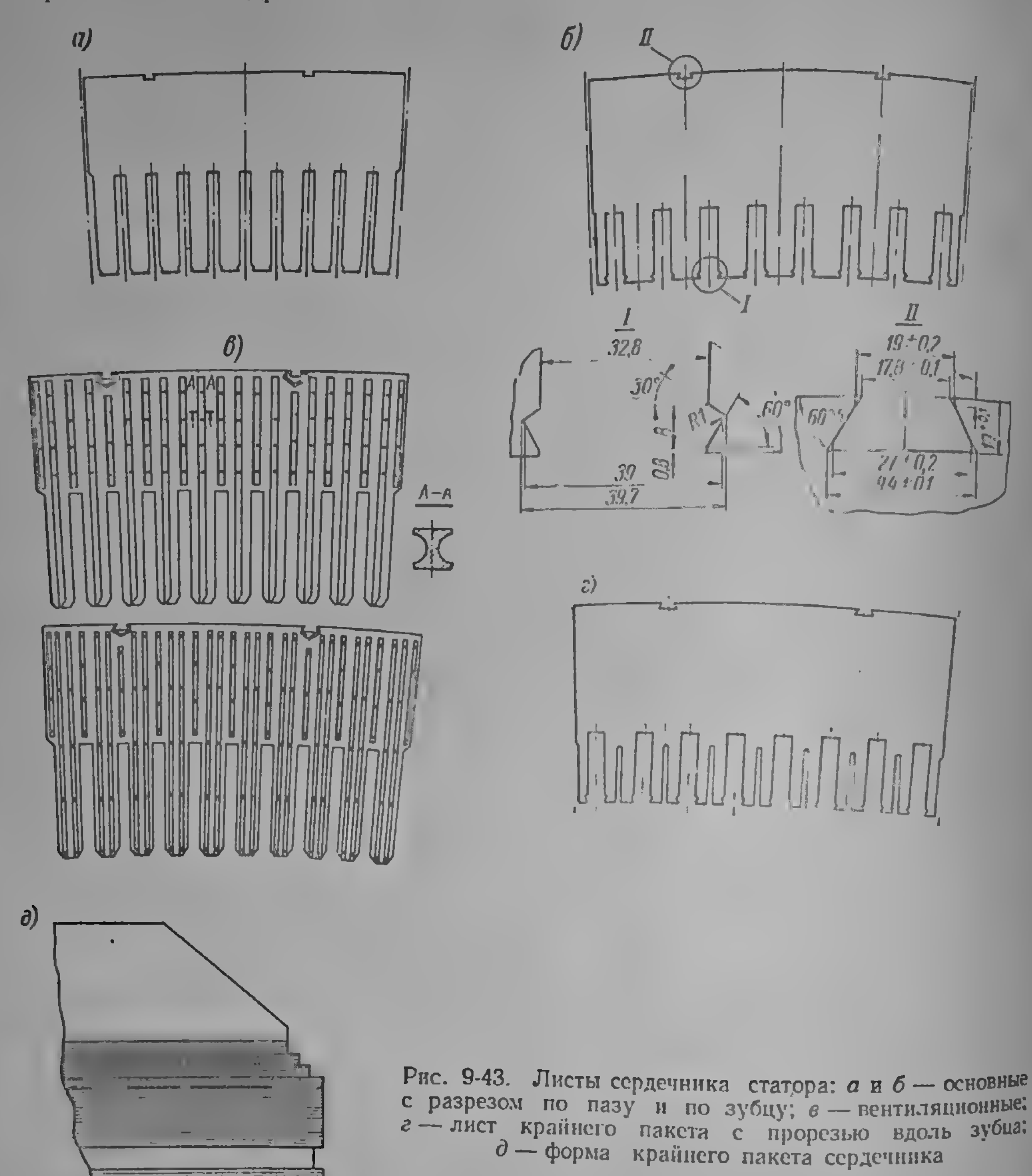


Рис. 9-43. Листы сердечника статора: *а* и *б* — основные с разрезом по пазу и по зубцу; *в* — вентиляционные; *г* — лист крайнего пакета с прорезью вдоль зубца; *д* — форма крайнего пакета сердечника

После этого таблица разбивается на фазные зоны: начиная с первого паза в каждой строке проводятся жирные вертикальные черточки, отделяющие одну зону от другой в соответствии с заранее составленным катушечным рядом. В следующей строке эти черточки могут сместиться, так что в целом границы между фазными зонами в таблице имеют вид ломаных линий (рис. 9-44, *а*).

Затем приступают к распределению параллельных ветвей, расстановке перемычек по таблице (схеме обмотки) и определению выводных концов.

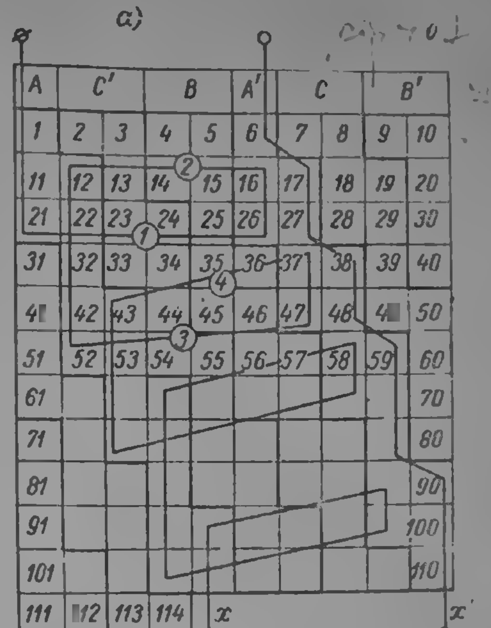
В обмотке с целым числом пазов на полюс и фазу наибольшее число параллельных ветвей равно наибольшему общему делителю чисел z и p. В обмотке с дробным числом пазов на полюс и фазу, кроме того, число параллельных ветвей не может превышать

$$a_{max} = \frac{2p}{d} = \frac{2p \cdot 3\,\frac{bd+c}{d}}{d \cdot 3\,\frac{bd+c}{d}} = \frac{z}{z_0},$$

т. е. число параллельных ветвей не превышает числа единичных машин в схеме обмотки всей машины.

Если требуемое по другим условиям число параллельных ветвей меньше z/z_0, то в пределах нескольких единичных машин можно соединять все катушки фазы последовательно.

Параллельные ветви можно размещать распределенно по окружности статора или сосредоточенно. Примером первого расположения является соединение всех катушечных групп под полюсами одной полярности или всех прямых ходов



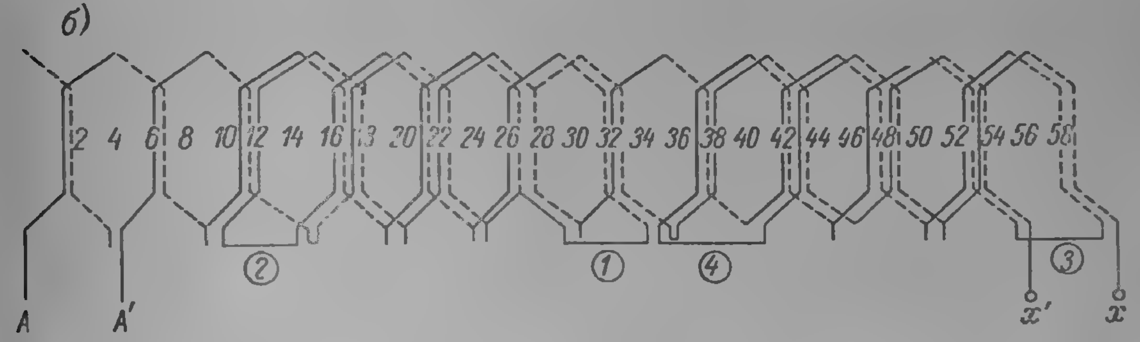


Рис. 9-44. Табличная (*а*) и графическая (*б*) схема волновой обмотки при $q = 1^8/_{11}$

волновой обмотки в одну ветвь (а всех обратных ходов — в другую) при целом q и $a = 2$. В волновых обмотках равномерное расположение параллельных ветвей позволяет иногда уменьшать число перемычек.

Сосредоточенное расположение параллельных ветвей дает возможность избежать вредных последствий несимметрии воздушного зазора. Если, например, при $a = 2$ одна параллельная ветвь расположена только на одной половине статора, а другая — на другой, то при несимметрии воздушного зазора и увеличении магнитной индукции под одной стороной статора в обмотке возникает уравнительный ток, замыкающийся последовательно через обе параллельные ветви. Реакция от этого тока приведет к выравниванию магнитной индукции под разными половинами статора и к ликвидации одностороннего магнитного тяжения.

В многовитковой катушечной обмотке все катушки под одним полюсом соединяются короткими перемычками, сечение которых равно сечению одного витка. Катушечные группы, расположенные под различными полюсами, соединяются длинными перемычками того же сечения.

Петлевые многовитковые обмотки обычно применяются при большом числе параллельных ветвей, для соединения которых используются так называемые круговые шины. К этим шинам удобно в любом месте подсоединить выводной конец параллельной ветви.

В волновых обмотках стержни в пределах одного хода соединяются естественным путем — с помощью прямых хомутиков (*1* на рис. 9-45). Однако

при дробном q по крайней мере один ход обмотки состоит из волн, разделенных промежутками. Для соединения таких волн применяются перемычки. Если перемычка соединяет два верхних или два нижних стержня, то она является прямой (рис. 9-45, *3*), а если верхний и нижний стержни, то — косой (рис. 9-45, *4*). Для соединения расположенных рядом со сдвигом на один паз верхнего и нижнего стержней используются косые хомутики (рис. 9-45, *2*).

Составление схем однослойных обмоток отличается от составления схем двухслойных обмоток тем, что в однослойной обмотке следует принимать половинное число пазов, так как каждый четный паз в этом случае является как бы нижней половиной паза двухслойной обмотки. В связи с этим шаг однослойной волновой обмотки всегда должен быть из нечетного паза в четный (например, 1—6—11).

Для крепления лобовых частей в тангенциальном направлении служат дистанционные прокладки из дельта-древесины или более прочного изоля-

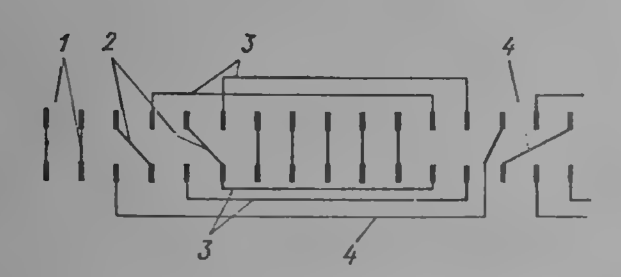


Рис. 9-45. Типы соединений волновой обмотки: *1* — прямой хомутик, *2* — косой хомутик, *3* — прямая перемычка, *4* — косая перемычка

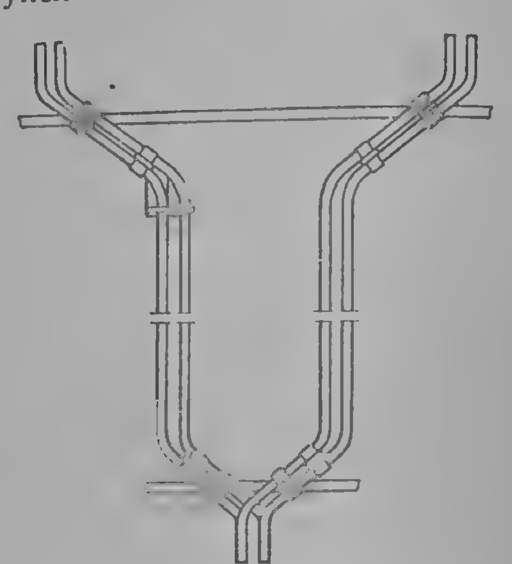


Рис. 9-46. Крепление лобовых частей обмотки

ционного материала (гетинакс, текстолит, стеклотекстолит), устанавливаемые между лобовыми частями соседних катушек через каждые 150—200 мм (рис. 9-46). Прокладки привязываются к лобовым частям с помощью шнура так, что лобовые части оказываются также связанными друг с другом. Одновременно лобовые части крепятся к бандажным кольцам шнуром. За последние годы находят применение шнуры из искусственных материалов. К верхним лобовым частям обмоток вертикальных гидрогенераторов привязывают также упоры, препятствующие перемещению обмотки под действием собственного веса и вибраций (рис. 9-46).

При конструировании обмотки статора определяются конфигурация витка, размеры пазовой и лобовой частей, вылеты лобовых частей и длины заготовок. Исходным материалом для этого служат данные электрического расчета: размеры паза и проводников, размеры сердечника статора, толщина изоляции и шаг обмотки.

Лобовые части катушек статорной обмотки образуют корзину, имеющую форму конуса (рис. 9-47). У торцов статора конус переходит в цилиндр. Угол отгиба лобовой части верхнего (в пазу) стержня α_1 в гидрогенераторах составляет обычно 6°. На чертежах, как правило, проставляется размер $N = C \operatorname{tg} \alpha_1$.

Для расчета длины и вылета лобовой части вначале определяются радиусы нижнего и верхнего стержней (полувитков)

$$R_1 = \frac{D_l}{2} + h_к + \Delta_1 \text{ и } R_2 = R_1 + H + \Delta_2, \tag{9-122}$$

где H — высота катушки или стержня без корпусной изоляции, Δ_1 и Δ_2 — толщины изоляции под клином и между стержнями.

Угол α_2 отгиба лобовой части катушки в плане рассчитывается по соотношению:

$$\alpha_2 = \arcsin\frac{f}{t} = \arcsin\frac{B + \Delta_l + m}{2\pi R_1} z; \quad (9\text{-}123)$$

здесь B — ширина катушки без корпусной изоляции, Δ_l — двусторонняя толщина изоляции по ширине в лобовой части, m — расстояние между лобовыми частями, z — число пазов.

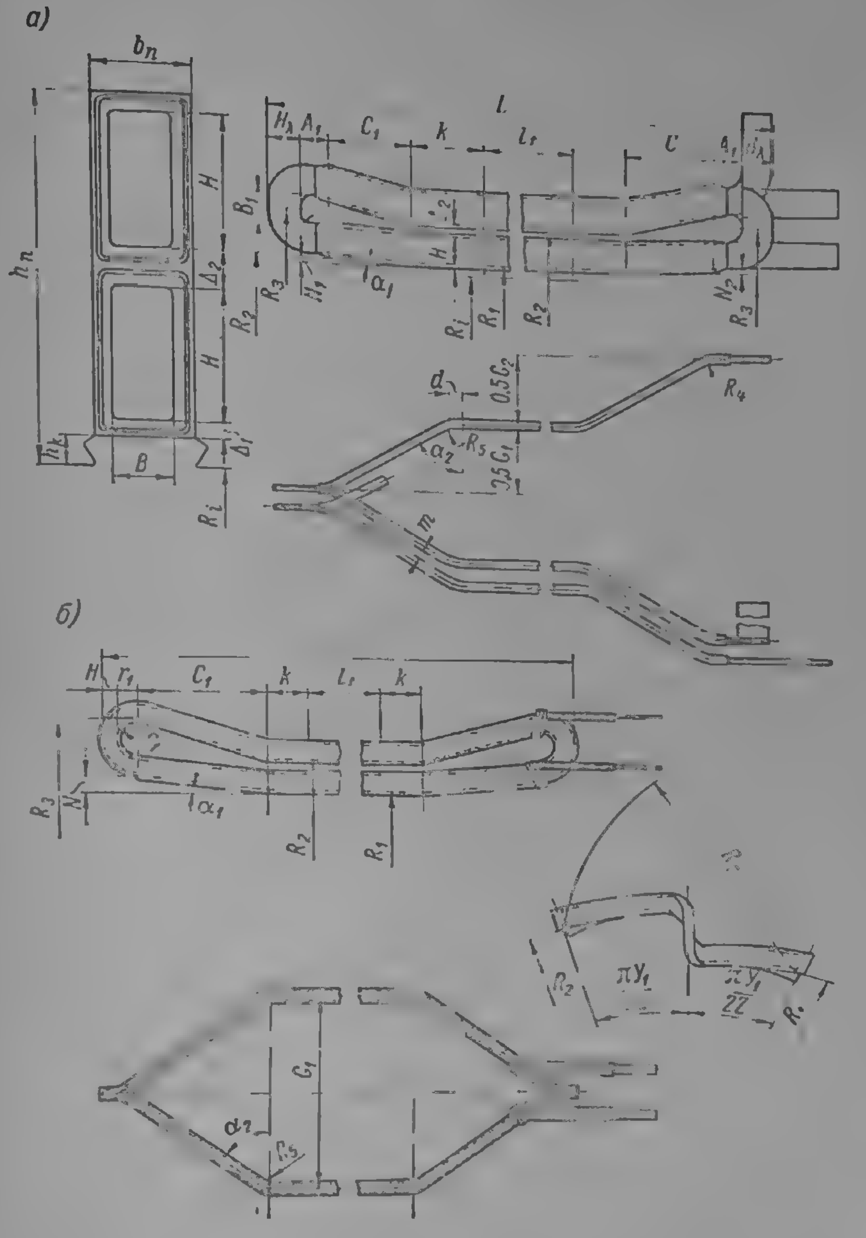


Рис. 9-47. К расчету размеров обмоток: *а* — волновой; *б* — петлевой

В однослойных корзиночных обмотках следует в формулу (9-123) подставлять $2t$ вместо t ($z/2$ вместо z). Значение m зависит от номинального напряжения:

$U_н$, *в*	До 525	3150	6300	10 500	13 500	15 700
m, *мм*	4,5	5,0	6,0	9,0	11,0	12,0

Если в катушечной обмотке с одной стороны виток перекручивается (транспонируется), то вместо B в формулу нужно подставить величину $\sqrt{B^2 + H^2}$, где H — высота витка катушки.

Так как верхний и нижний слои лобовых частей расположены на поверхностях различного радиуса, то длина дуги, занимаемой лобовой частью одной катушки, в среднем составит

$$G_1 = \frac{\pi (R_1 + R_2)}{z} y_1, \qquad (9\text{-}124)$$

где y_1 — первый частичный шаг.

В волновой обмотке первый и второй частичные шаги y_1 и y_2 разные, поэтому вычисляется величина

$$G_2 = \frac{\pi (R_1 + R_2)}{z} y_2 \qquad (9\text{-}125)$$

и среднее значение $G = (G_1 + G_2)/2$.

Как показано на рис. 9-47, конструкция лобовой части волновой стержневой обмотки отличается от конструкции лобовой части катушечной обмотки практически только формой и размерами головок, в то время как форма остальных участков в обоих случаях одинакова.

Так как головки стержней волновой обмотки спаиваются, их размеры определяются в основном технологическими соображениями и зависят от высоты стержня в лобовой части $H_л$ (рис. 9-47):

$H_л$, *мм*	35	55	60	75
A_1, *мм*	80	90	95	110
B_1, *мм*	40	50	60	80

Высота стержня в лобовой части $H_л$ меньше, чем в пазовой, на одну высоту элементарного проводника, так как проводники в лобовой части не транспонируются. Радиус r принимается обычно равным 5 *мм* (рис. 9-47).

В катушечной обмотке значение радиуса r_1 (рис. 9-47) в основном определяется возможностью изолировки и, следовательно, номинальным напряжением:

$U_н$, *в*	До 3150	До 6300	До 10 500	До 13 800
r_1, *мм*	12	15	20	25

Размер прямолинейного участка k (рис. 9-47) в обоих случаях определяется номинальным напряжением и равняется высоте нажимного пальца гребенки плюс A:

$U_н$, *в*	3150	6300	10 500	13 800	15 750
A, *мм*	20	25	32	38	50

Проекция отогнутого участка лобовой части на ось машины C (рис. 9-47) определяется длиной дуги G и радиусом закругления R_5 при переходе от прямого участка к отогнутому. В стержневой обмотке $R_5 = 50$ *мм* при сечении стержня до 600 *мм*^{2} и $R_5 = 100$ *мм* при большем сечении стержня (радиус перехода от отогнутого участка вновь к прямому R_4 составляет вдвое меньшую величину).

В катушечной обмотке обычно $R_5 = 25$ *мм* при напряжении не выше 3150 *в* и $R_5 = 50$ *мм* при более высоком напряжении. Зная G, можно вычислить размер C по формуле:

$$C = \frac{1}{\cos \alpha_2} [0{,}5 \sin \alpha_2 G + (R_5 + 0{,}5B)(1 - \sin \alpha_2)] - d. \qquad (9\text{-}126)$$

Величина d в этой формуле позволяет учесть то обстоятельство, что центр дуги закругления при переходе от прямолинейного участка к отогнутому находится еще в пределах прямолинейного участка (рис. 9-47). В стержневых обмотках обычно $d = 20$ *мм*, в катушечных $d = 0$. Подставляя в формулу (9-126) значения G_1 и G_2, соответствующие y_1 и y_2, получаем размеры C_1 и C_2 по разные стороны сердечника.

Полная осевая длина обмотки составляет: стержневой (рис. 9-47, *а*)

$$L = l_t + 2k + C_1 + C_2 + 2A_1 + 2H_л; \quad (9\text{-}127)$$

катушечной (рис. 9-47, *б*)

$$L = l_t + 2k + 2C_1 + 2r_1 + 2H. \quad (9\text{-}128)$$

Половина длины витка определяется теми же размерами и составляет: для стержневой обмотки

$$0{,}5l_a = l_t + 2k + G\frac{1}{\cos\alpha_2} + (R_б + 0{,}4B) \times$$

$$\times \left[0{,}035\,(90° - \alpha_2) - \frac{2}{\cos\alpha_2}(1 - \sin\alpha_2)\right] +$$

$$+ B_1 + 2A_1 + \pi\left(r + \frac{H_л}{2}\right) + 5, \text{ мм}; \quad (9\text{-}129)$$

для катушечной обмотки

$$0{,}5l_a = l_t + 2k + G_1\frac{1}{\cos\alpha_2} + (R_б + 0{,}5B)\left[0{,}035\,(90° - \alpha_2) -\right.$$

$$\left. - \frac{2}{\cos\alpha_2}(1 - \sin\alpha_2)\right] + \pi\left(r_1 + \frac{H}{2}\right). \quad (9\text{-}130)$$

Конструкция ротора гидрогенератора определяется размерами и условиями транспортировки (табл. 9-9), а также механическими нагрузками.

Таблица 9-9

Условия транспортировки и типы роторов гидрогенераторов [2-4]

Условия транспортировки	Возможная конструкция	Наибольший диаметр, *м*	Пример исполнения
В собранном виде	Цельнокованый или дисковый остов	4,5	Рис. 9-48, *а*
Без полюсов	Остов в виде маховика	5	—
Без обода	Шихтованный обод, барабанный остов	6	Рис. 9-48, *б*
С частично снятыми спицами	Спицевой остов	8	Рис. 9-48, *в*
Со снятыми спицами	То же	8	Рис. 9-48, *г*, *д*,

При ограничениях по массе узлов роторы с дисковыми ободами разбивают на пакеты по длине. Спицевые остовы различаются по типу соединения втулки и спиц, определяемого, в свою очередь вращающим моментом (рис. 9-39 и 9-48, *д* при моменте менее 2000 *тс·м* и рис. 9-38, 9-48, *г* при моменте более 2000 *тс·м*). Посадка втулки ротора на вал обычно горячая, шпонка в передаче момента не участвует, являясь направляющей. Съемная втулка подпятника в подвесных машинах насаживается на вал по плотной посадке, и передача момента трения подпятника осуществляется через шпонку. Втулка удерживается в осевом направлении запорным кольцом.

В зонтичных гидрогенераторах находит применение безвальная конструкция (рис. 9-48, *е*). Верхняя часть вала зонтичных генераторов, как правило, выполняется отдельной.

Дисковые остовы (рис. 9-48, *а*) собираются обычно из толстых листов (до 50 *мм* толщины), периферия остовов выполняется в виде $2p$-гранной призмы; на каждой грани фрезеруется Т-образный паз для крепления полюса. Такой остов-обод собирается из отдельных пакетов, между которыми имеются радиальные вентиляционные каналы, в них воздух поступает

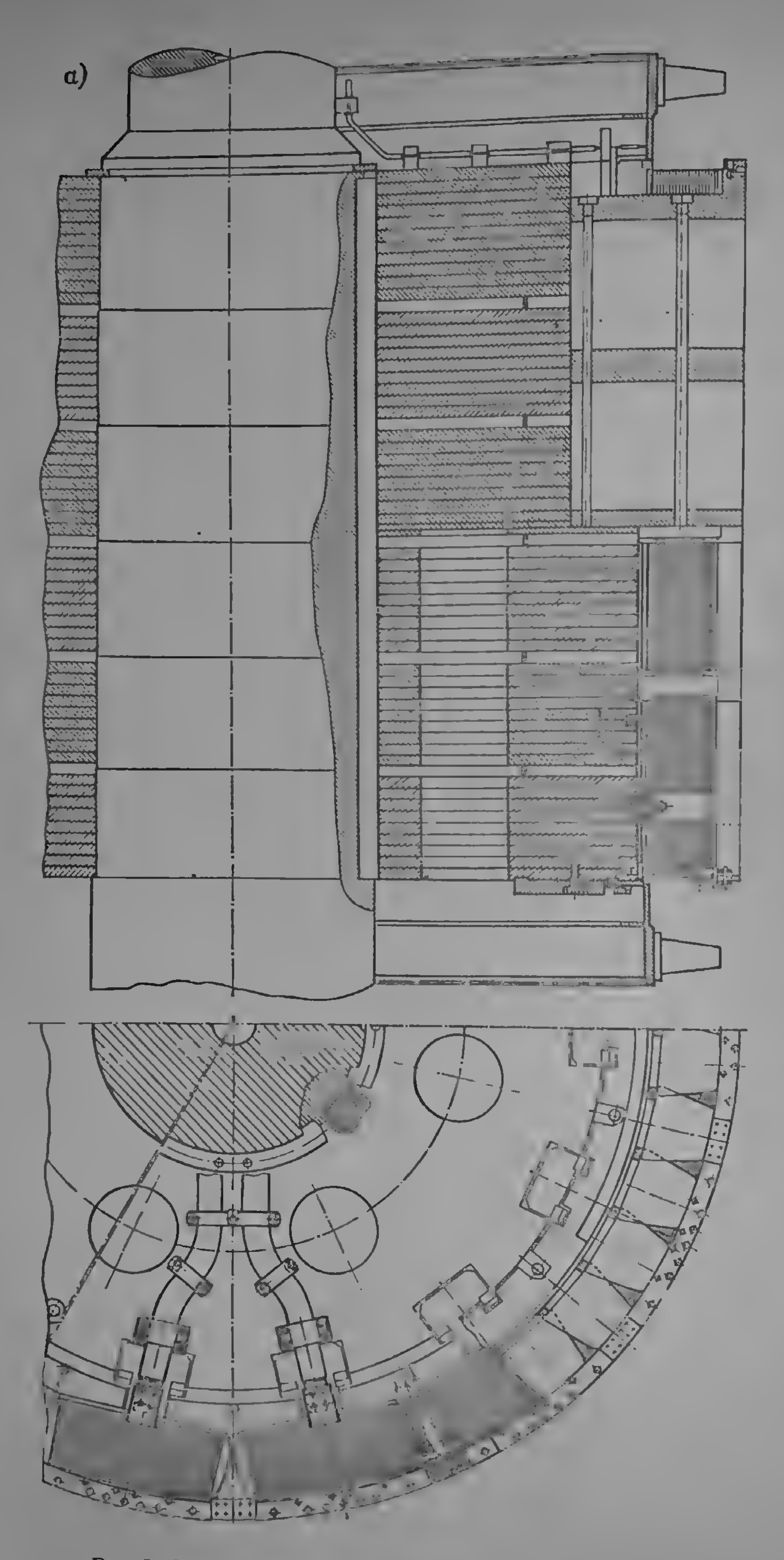


Рис. 9-48. Типы роторов: *а* — с дисковым ободом-остовом;

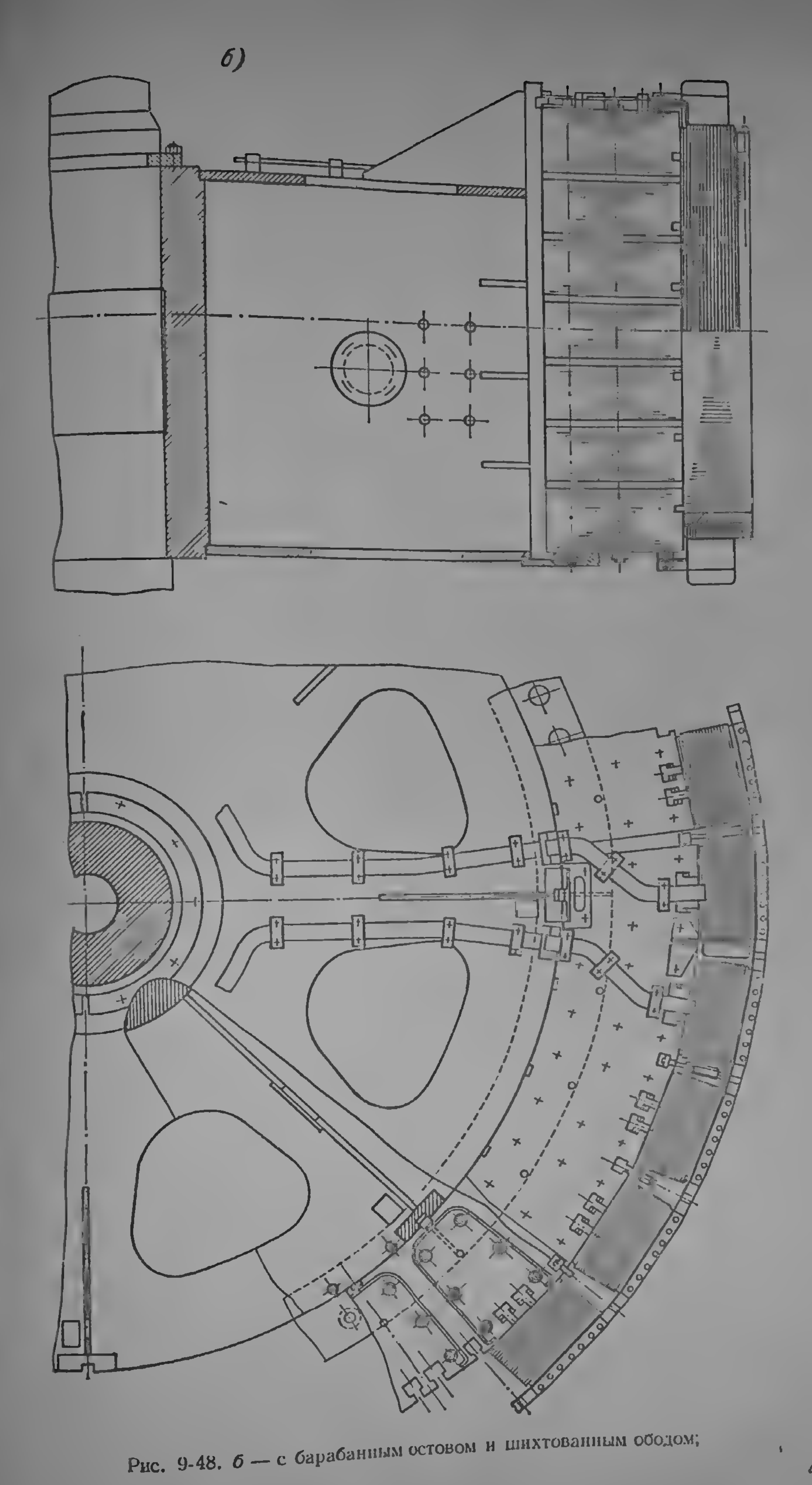


Рис. 9-48. б — с барабанным остовом и шихтованным ободом;

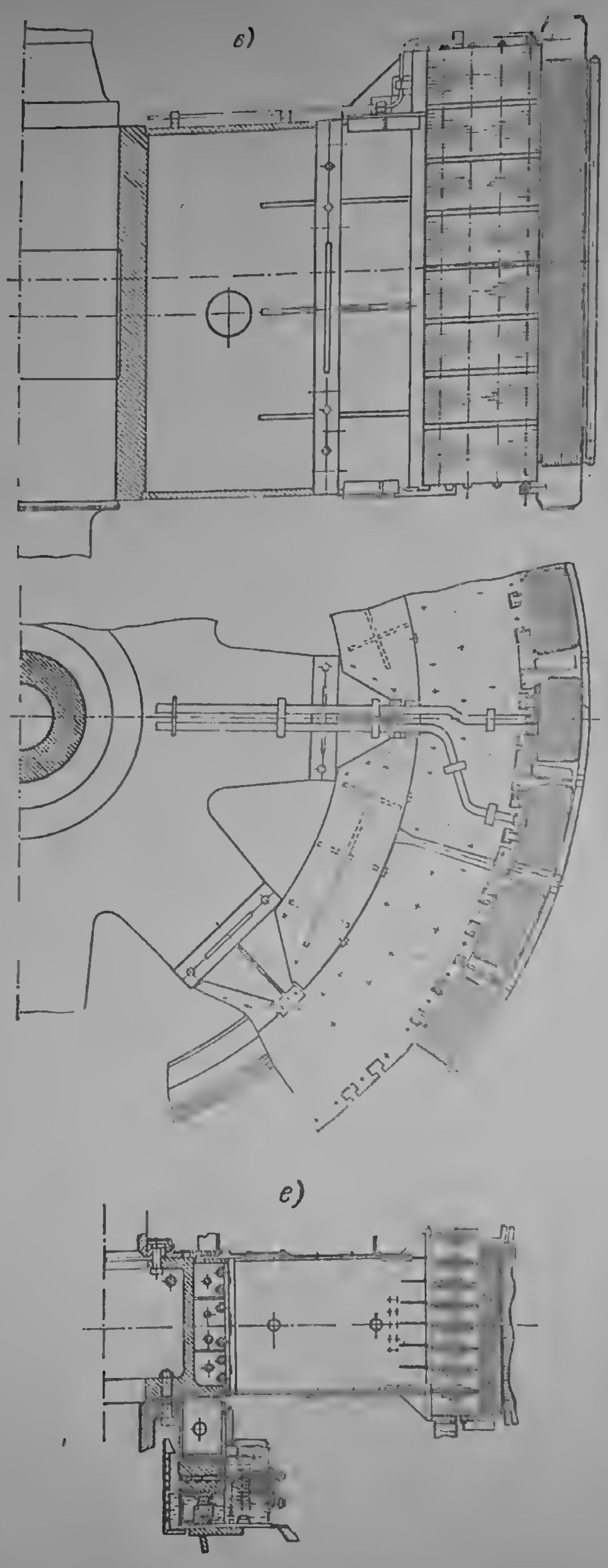


Рис. 9-48. *в* — с частично отъемными спицами;
е — со сварной втулкой

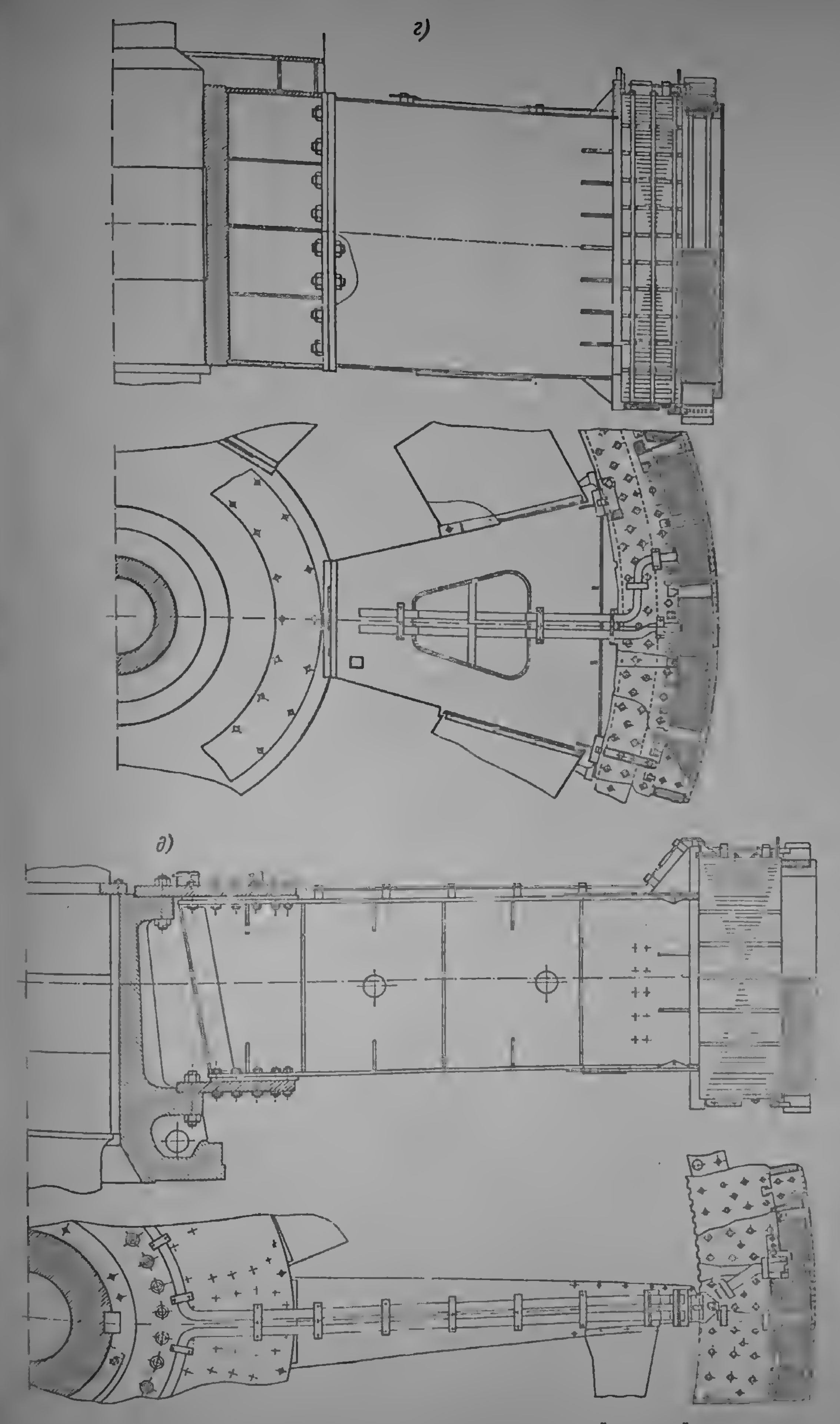


Рис. 9-48. *г* — с отъемными спицами, *д* — с литой втулкой;

через осевые отверстия, вырезанные в листах. При перевозке ротора отдельными пакетами их совместная обработка производится на временном технологическом валу. Аналогично выполняются роторы синхронных компенсаторов и крупных быстроходных двигателей.

Рис. 9-49. Нижняя часть клиновой полосы обода ротора

В тихоходных генераторах малого диаметра ротор выполняется в виде маховика, состоящего из цилиндрического сварного или литого обода, на котором расположены полюсы, и спиц, соединяющих обод с центральной втулкой.

Неразъемный остов ротора с отдельным ободом (рис. 9-48, *б*) выполняется в виде сварного барабана с центральной кованой или литой втулкой; по окружности барабана приварены клиновые полосы, на которых собирается шихтованный обод ротора. Поверхность клиновых полос обрабатывается, в нижней части делается уступ — опора обода (рис. 9-49). По длине клиновых полос фрезеруются пазы для клиновых шпонок, расклинивающих обод на остове. На нижней стороне барабана крепится тормозной диск.

Конструкция остова с частично отъемными спицами (рис. 9-48, *в*) отличается только лучеобразной формой и тем, что одна или две пары спиц делаются отъемными и крепятся с помощью стыковых плит. Остов с целиком отъемными спицами, крепящимися к центральной втулке с помощью дисков или стыковых плит (последнее чаще), применяется в гидрогенераторах большего диаметра. Центральная часть его сварная (или литая в зонтичных генера-



Рис. 9-50. Формы спиц ротора: *а* — двутаврового сечения

1 — накладка, *2* — клиновая полоса

б — коробчатого сечения

торах) и является одновременно втулкой подпятника. Форма ее определяется технологией производства: некоторые заводы, например, обрабатывают сварную центральную втулку и сопрягаемые с ней стыковые плиты спиц на карусельном станке, и тогда втулки имеют цилиндрическую форму, другие выполняют ее в виде многогранника, обрабатывая стыковые поверхности на фрезерной колонне.

Спицы имеют форму, показанную на рис. 9-50, *а* и *б*. Шихтованные ободы собираются вперекрой из штампованных листов (рис. 9-51) на сбо-

рочных калибрах (для которых штампуются специальные отверстия) и стягиваются шпильками. Если в листе обода z полюсных делений и сдвиг одного слоя относительного другого происходит на $^1/_m$-ю часть полюсного деления, то на каждые mz слоев приходится один стык и сечение обода ослабляется в отношении $(zm - 1)/zm$. Следовательно, выгодно сдвигать слои на возможно меньшую часть полюсного деления, но при этом число граней собранного обода и число пазов для крепления полюсов возрастает с $2p$ до $2mp$, поэтому редко бывает $m > 2$. На внутренней стороне листа штампуются пазы для клиновых шпонок. Обод собирается так, что между его пакетами остаются радиальные каналы 20—30 *мм* шириной, для чего на краях пакетов укладывают листы с вентиляционными распорками и кольцами вокруг отверстий. На нижнем торце обода устанавливается тормозной диск, также собираемый из отдельных кольцевых секторов.

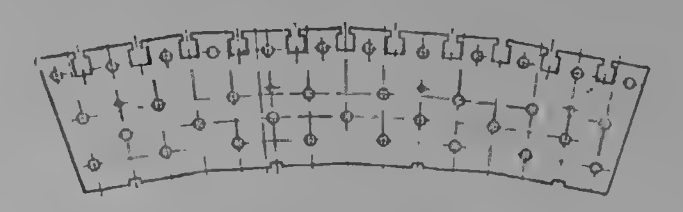


Рис. 9-51. Лист обода ротора

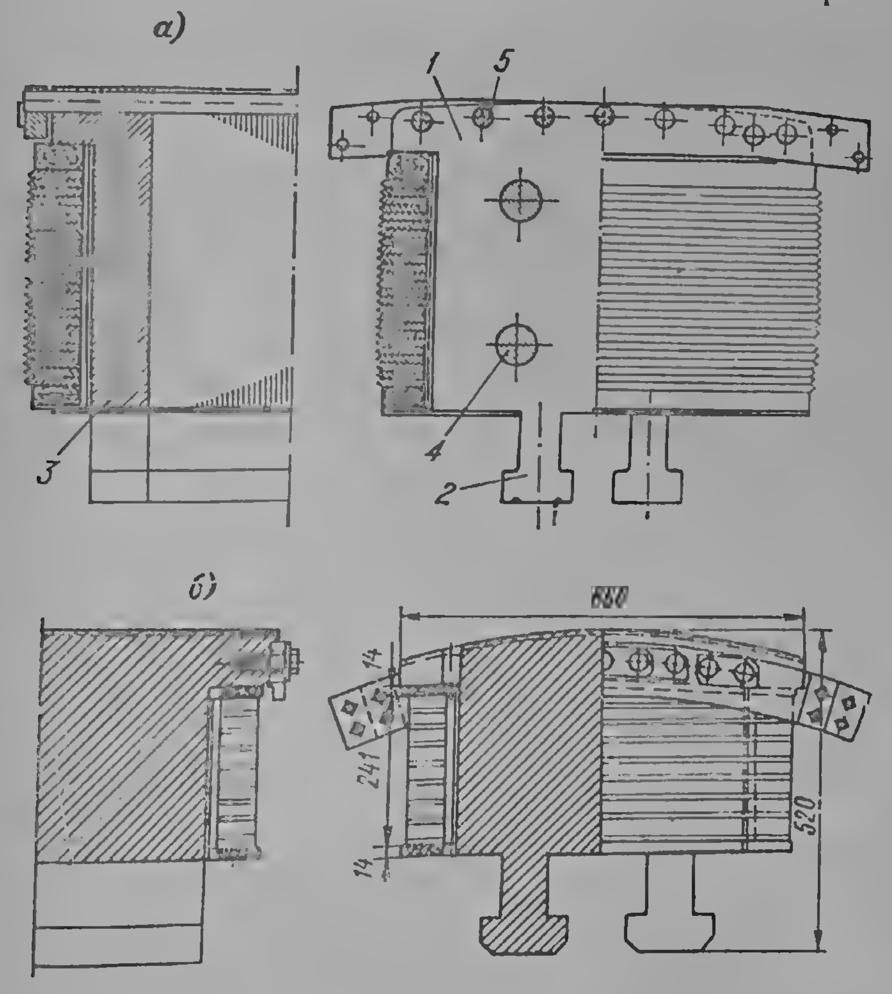


Рис. 9-52. Полюсы ротора: *а* — шихтованный, *б* — массовый

Полюсы роторов гидрогенераторов (рис. 9-52) принципиально ничем не отличаются от полюсов роторов других типов синхронных машин, и их сердечники могут выполняться как шихтованными, так и массивными. В первом случае сердечник полюса собирается из шихтованных листов, обычно не лакируемых, толщиной от 0,5 до 2 *мм* (чем выше окружная скорость, тем больше толщина листа), стягиваемых шпильками и нажимными щеками (рис. 9-53), торцевая поверхность которых выполняется закругленной (с одним радиусом, если ширина сердечника менее 250 *мм*, и с двумя, если ширина более 250 *мм*). Переход прямой части сердечника к закруглен-

ной щеке осуществляется в виде скоса или ступенчатым. Если катушка полюса — сварная прямоугольной формы, то и щеки выполняются без закруглений.

Листы полюсов, как правило, не лакируются: сопротивления оксидной пленки достаточно для их изоляции.

Крепление полюса к ободу может осуществляться винтами или болтами (рис. 6-1, *д* и 9-53, *а*) с помощью «гребенки». (Вообще говоря, можно иметь шихтованным только полюсный башмак и закреплять его на массив-

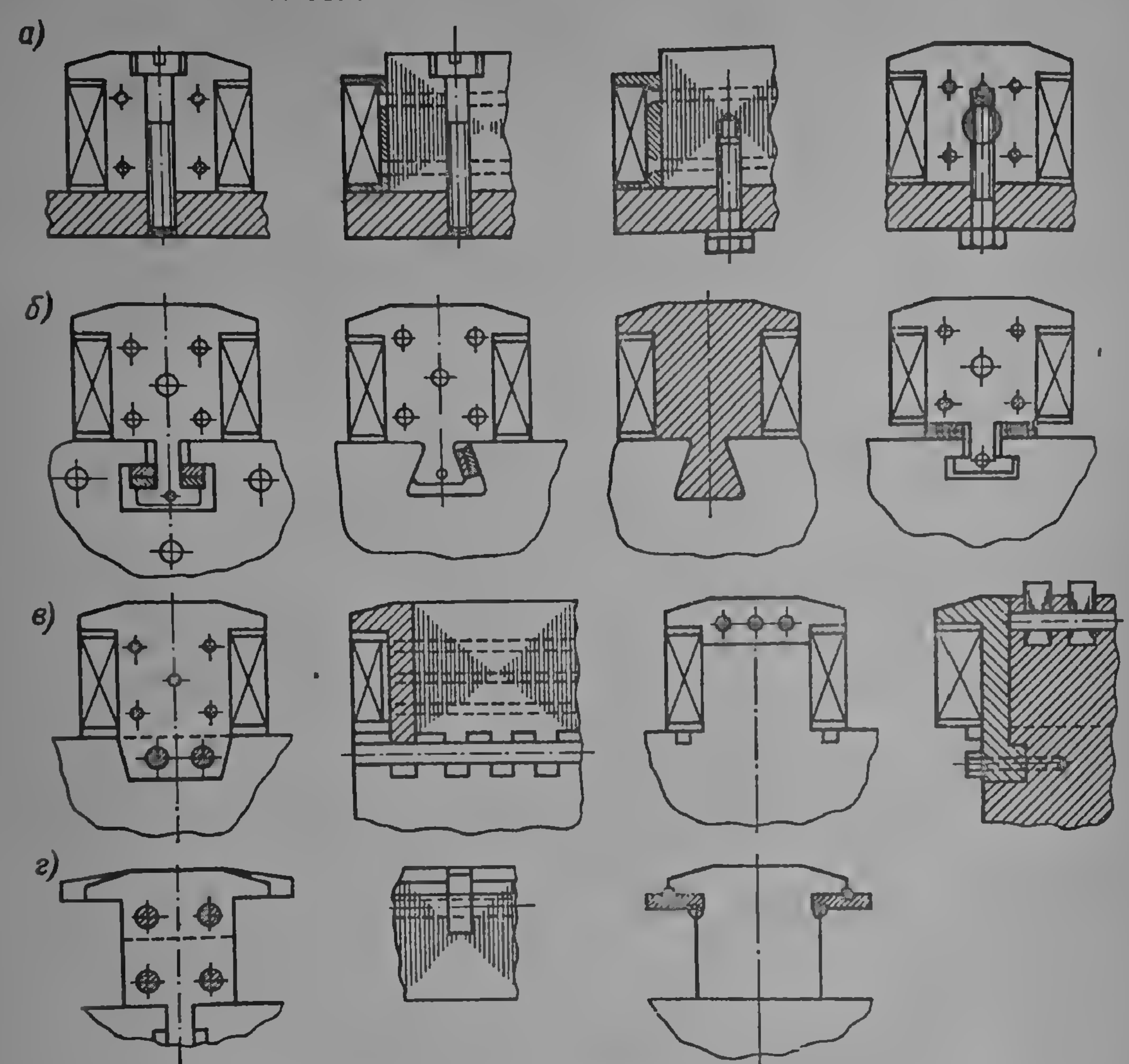


Рис. 9-53. Различные виды крепления полюсов ротора: *а* — болтовые (винтовые); *б* — с помощью хвостов; *в* — гребенчатые; *г* — немагнитные вставки и шайбы

ном сердечнике любым из указанных способов.) В очень быстроходных машинах сердечники полюсов могут быть откованы как одно целое с ободом, а башмаки закрепляются на них после установки катушек (рис. 9-53). Для уменьшения рассеяния полюсов, особенно если полюсное деление невелико, желательно уменьшение кромки полюсного башмака, однако ее минимальный размер ограничивается половиной ширины обмотки. Чтобы закрепить обмотку возбуждения, в этих случаях делают немагнитные массивные вставки в полюсные башмаки или кладут под башмаки немагнитную шайбу (рис. 9-53, *г*).

Массивные цельные полюсы довольно широко применяются в мощных гидрогенераторах и синхронных компенсаторах при больших зазорах (когда увеличением поверхностных потерь можно пренебречь). Преимущества их с точки зрения прочности очевидны, однако допустимая несимметрия тока при этом ограничивается, а стоимость может превышать стоимость шихтованного сердечника. Специальная демпферная обмотка в этом случае не нужна, требуется лишь установка соединения между башмаками.

Изоляция сердечника полюса выполняется в виде гильзы из стеклотекстолита или другого изоляционного материала, изоляция катушки — в виду двух шайб из механически прочного материала (под них дополнительно устанавливаются металлические шайбы) толщиной не менее 12 *мм* в наиболее тонком месте.

Катушки полюсов гидрогенераторов наматывают из плоской меди толщиной от 2 до 15 *мм* на ребро; чаще всего для катушек с поверхностным охлаждением применяют профильную медь (рис. 9-54), в которой на углах катушки естественное утолщение внутреннего края полосы при изгибе не увеличивает благодаря скосу общей высоты катушки, а скос на наружном крае увеличивает поверхность охлаждения.

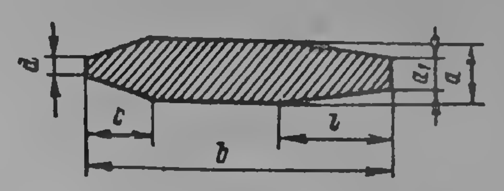


Рис. 9-54. Специальный профиль меди роторных катушек гидрогенераторов, облегчающий намотку

$c = 8$ *мм*, $d = 2$ *мм*; $l \approx 0,4\ b$; $a_1 = (0,82 \div 0,84)\ a$

Для увеличения изоляционной прочности верхние и нижние витки катушек часто полностью изолируют стеклолакотканью. Межвитковая изоляция выполняется из асбестовой бумаги толщиной 0,3—0,5 *мм*, приклеиваемой к виткам на лаке с последующей запечкой всей катушки под прессом. В последние годы применяется изоляция витков катушки стеклолакотканью, наматываемой на каждый виток вполнахлеста, с пропиткой лаком и запеканием под прессом. После запекания изоляция с наружной стороны катушки срезается для улучшения теплоотдачи.

При необходимости форсировать охлаждение катушки ротора применяют специальные вставки между полюсами [9-3], повышающие скорость воздуха, омывающего поверхность катушек, устраивают дополнительный обдув внутренней поверхности катушки, для чего ее отставляют от сердечника и часть охлаждающего воздуха направляют в этот канал.

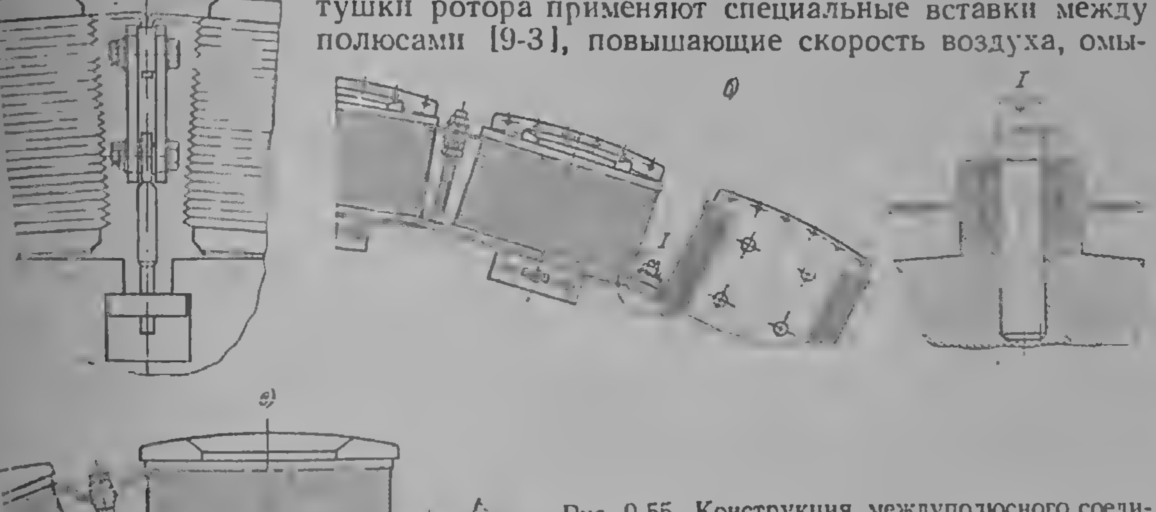


Рис. 9-55. Конструкция междуполюсного соединения: *а* — тихоходных машин; *б*, *в* — быстроходных машин

Наибольший выигрыш дает устройство поперечных каналов внутри витков или между витками катушки (рис. 9-36, *в*). Воздух в эти каналы поступает из зазора между катушкой и сердечником полюса, в который он попадает из радиальных каналов обода ротора. Каналы между витками образуются с помощью дистанционных прокладок, каналы в витках — путем изготовления каждого витка из двух медных полос: плоской и периодического профиля. Катушка в этом случае делается прямоугольной, сварной. В особо высокоиспользованных машинах применяется непосред-

ственное охлаждение катушки полюса водой. Катушки в этом случае наматываются из прямоугольной медной трубки (рис. 9-36, *г*).

Соединения катушек выполняются гибкими в виде пакетов листовой бронзы, припаиваемых к крайним виткам катушки. Контактная поверхность должна быть не меньше 10-кратного сечения витка. Междуполюсные соединения удерживаются специальными креплениями (рис. 9-55). В бы-

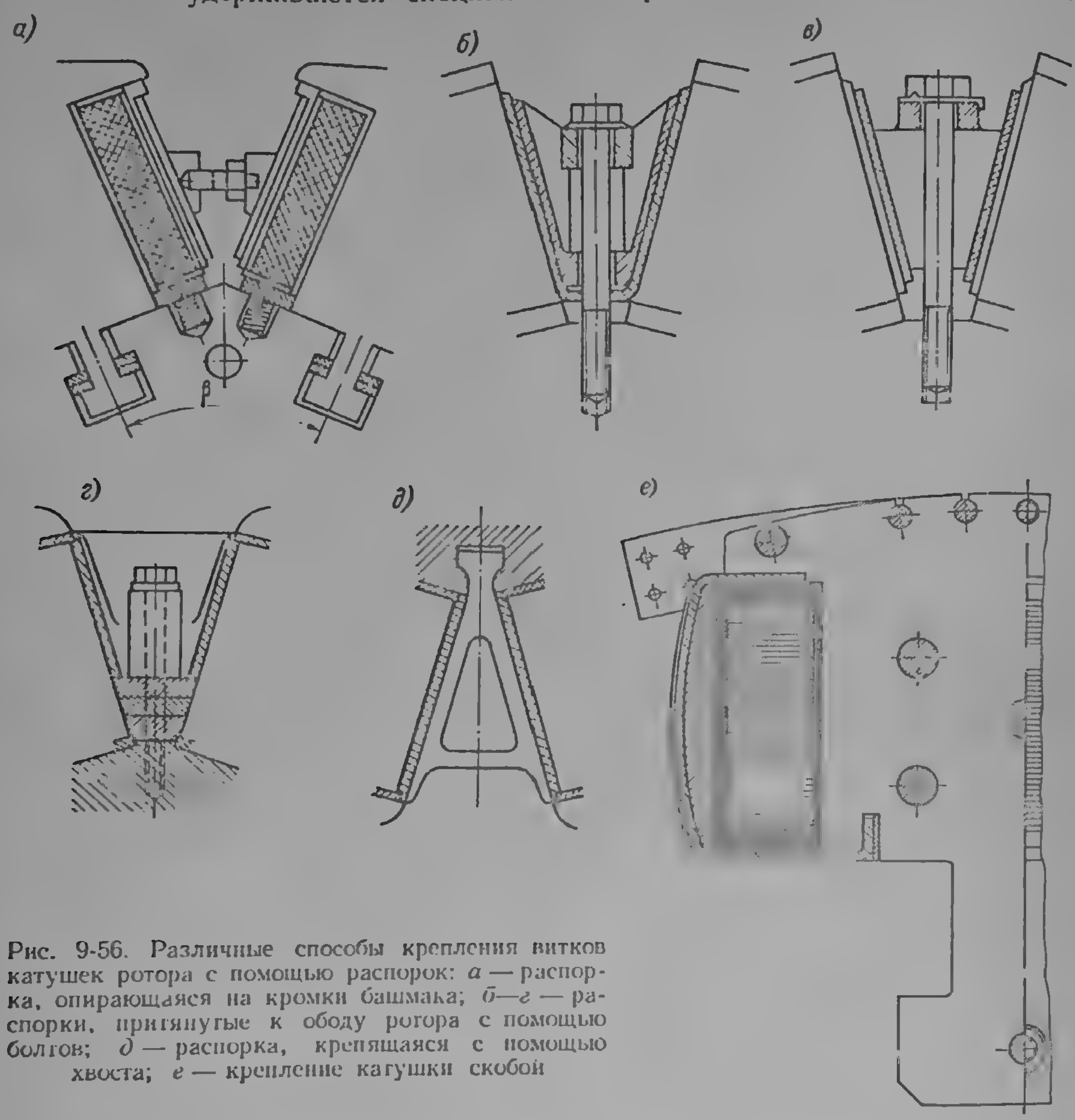


Рис. 9-56. Различные способы крепления витков катушек ротора с помощью распорок: *а* — распорка, опирающаяся на кромки башмака; *б*—*г* — распорки, притянутые к ободу ротора с помощью болтов; *д* — распорка, крепящаяся с помощью хвоста; *е* — крепление катушки скобой

строходных гидрогенераторах катушки удерживаются от смещения специальными междуполюсными распорками или скобами (рис. 9-56). В радиальном направлении катушки удерживаются пружинами, заложенными в пазы обода ротора и упирающимися в стальную нижнюю шайбу. В ряде гидрогенераторов эти шайбы привариваются к сердечнику.

Выводные концы катушки возбуждения соединяются с шинами токоподвода, проходящими по остову ротора и валу до контактных колец. Шины изолированы микалентой и покровной лентой, их крепление на роторе осуществляется с помощью изоляционных колодок. Контактные кольца устанавливаются обычно на остове звездообразной формы.

Соединение демпферных обмоток соседних полюсов осуществляется также с помощью гибких перемычек, устанавливаемых на болтах. В быстроходных генераторах это соединение крепится к ротору с помощью оттяжек, а короткозамыкающие полосы демпферной обмотки дополнительно укрепляются на полюсе с помощью болтов и штифтов (рис. 9-57). Во избежание

ослабления болтов их головки и гайки шплинтуются специальными шайбами. В машинах с особо тяжелыми условиями работы демпферных обмоток соединения привариваются к короткозамыкающим полосам.

К особенностям конструкции вертикальных гидрогенераторов необходимо отнести крестовины, воспринимающие большие осевые и радиальные нагрузки. Их конструкция определяется общей компоновкой гидрогенератора (а также условиями его эксплуатации) и воспринимаемыми нагрузками.

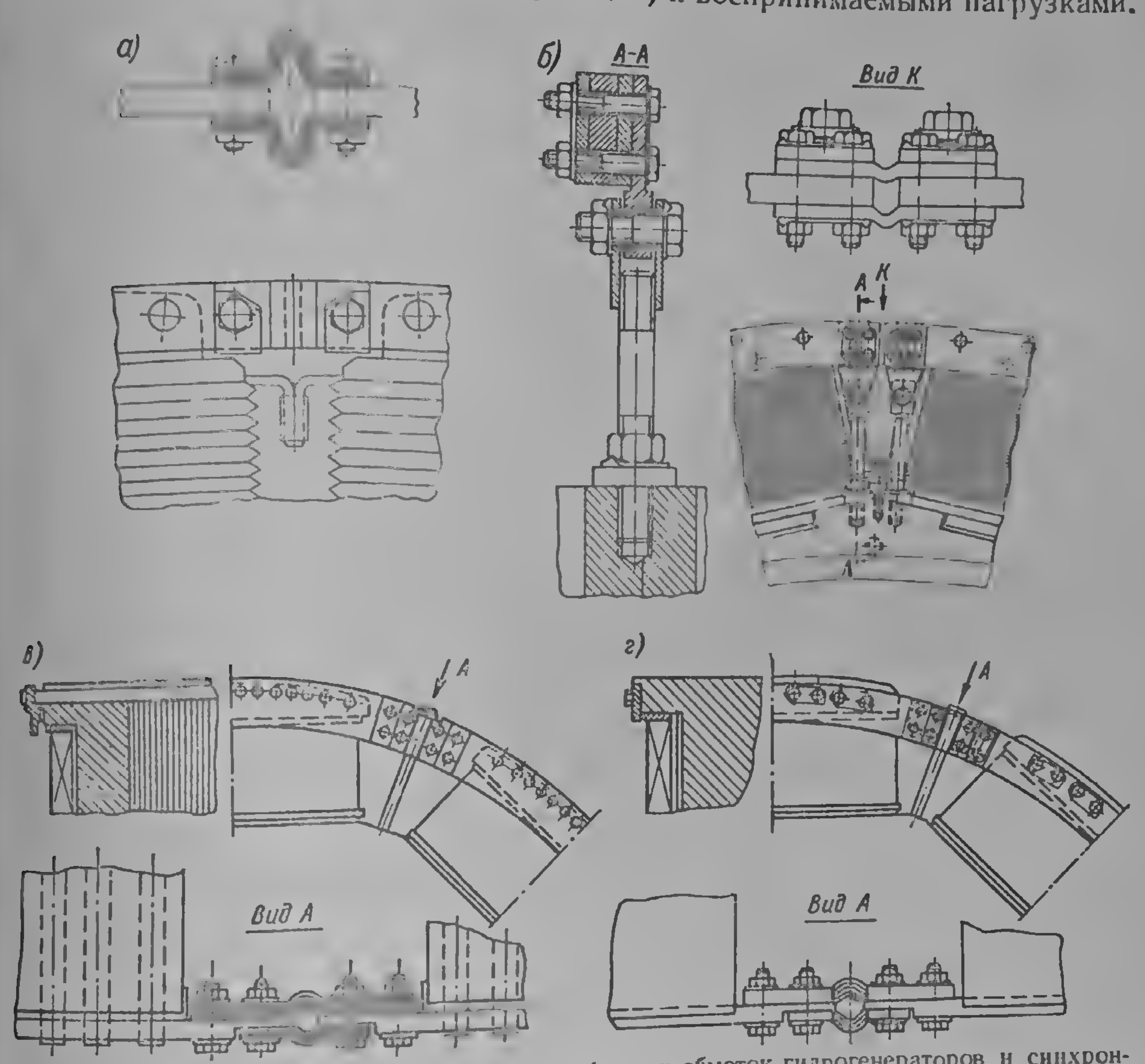
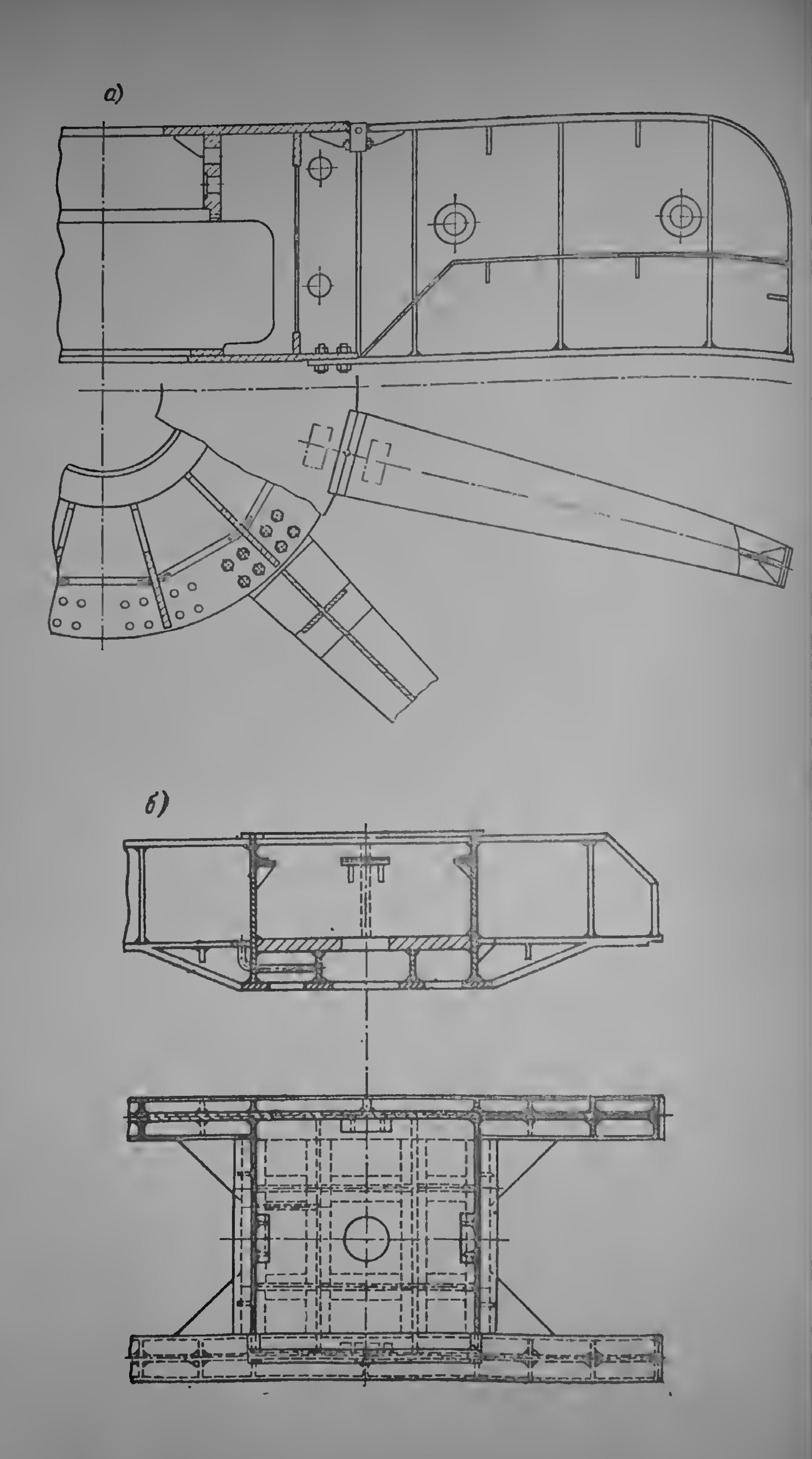


Рис. 9-57. Типы соединений и креплений демпферных обмоток гидрогенераторов и синхронных компенсаторов: *а* — тихоходного гидрогенератора; *б* — быстроходного гидрогенератора; *в, г* — синхронного компенсатора при штрихованных и массивных полюсах

Опорные крестовины, поддерживающие подпятник, в подвесных гидрогенераторах могут быть лучевого или мостового типа, а также крестообразные. Две последние модификации могут выполняться неразъемными (рис. 9-58). Мостовые крестовины длиной до 13 *м* могут перевозиться по железной дороге. Ограниченное применение мостовых крестовин объясняется их меньшей по сравнению с лучевыми поперечной жесткостью.

В зонтичных гидрогенераторах нижние опорные крестовины, так же как верхние крестовины подвесных генераторов, могут быть мостовыми (при малых нагрузках и пролетах) или лучевыми со встроенной в крестовину или расположенной на ней масляной ванной (рис. 9-59, *а* и *б*).

Верхние крестовины зонтичных гидрогенераторов по конструкции подобны верхним крестовинам подвесных гидрогенераторов, но значительно легче их, так как не воспринимают нагрузки от подпятника. При отсутствии верхнего подшипника центральная часть такой крестовины может состоять только из двух дисков (рис. 9-60), при отсутствии возбудителя верхняя крестовина может быть выполнена мостовой с относительно небольшой радиаль-


а)
б)

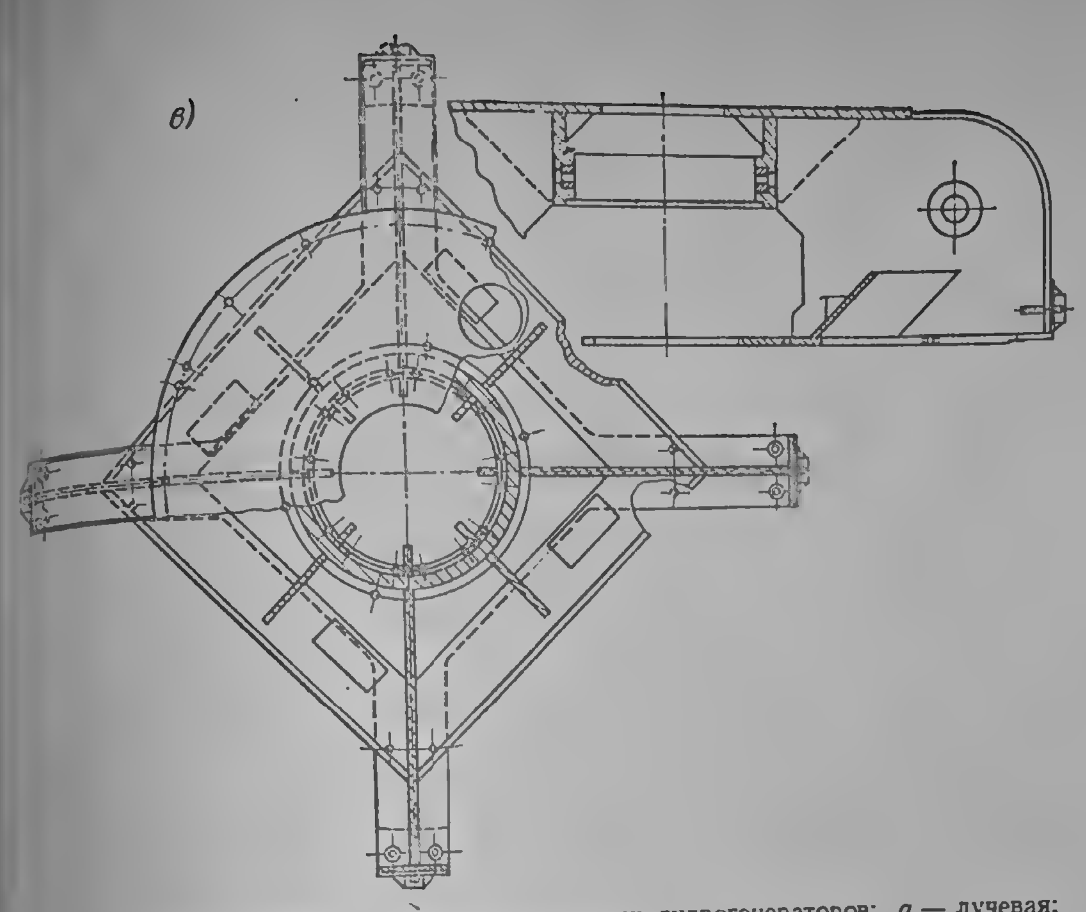


Рис. 9-58. Типы опорных крестовин подвесных гидрогенераторов; *а* — лучевая; *б* — мостовая; *в* — крестообразная

ной жесткостью. В магнитной системе возбудителя может возникнуть неравномерность зазора и одностороннее магнитное тяжение, жесткость мостовой крестовины окажется при этом недостаточной, ее потребуется укрепить поперечными лапами.

В зонах крестовин гидрогенераторов располагаются все узлы гидрогенератора, требующие постоянного наблюдения и обслуживания: коллекторы возбудителя, контактные кольца, щеточные аппараты, аппаратура сигнализации, контроля и автоматики. Конструктивная компоновка этих узлов должна обеспечивать максимальную доступность и удобство обслуживания. Кроме того, в зонах крестовин обычно производятся все работы по разборке, сборке и налаживанию подшипников и подпятника.

В крестовинах подвесных генераторов с вынесенными масляными ваннами возбудители и подвозбудители устанавливаются над подпятником, и для их обслуживания устраиваются специальные площадки. Контактные кольца для снижения высоты агрегата располагаются в центральной части крестовин выше или ниже направляющего подшипника (последний целесообразно располагать внизу для удобства разборки и, главное, для повышения жесткости вала). Пример такой компоновки показан на рис. 9-61. Если ванна подпятника, а следовательно, и подшипник встроены в крестовину, то обслуживание возбудителя и контактных колец производится с перекрытия или лап крестовины, либо со специальных площадок. Пример такой компоновки показан на рис. 9-38, *а*. Контактные кольца расположены ниже возбудителя, а последний расположен коллектором вниз, что позволяет обслуживать их с одной площадки на уровне лап крестовины.

В зонтичных генераторах с опорой подпятника на крышку турбины единственный генераторный подшипник размещается в центральной части лучевой верхней крестовины. Возбудитель и контактные кольца удобно расположить над верхней крестовиной, чтобы обеспечить максимальное удобство обслуживания; при расположении контактных колец в верхней

крестовине в радиальных ребрах делаются отверстия, позволяющие обеспечить круговой обход (рис. 9-60).

Необходимо отметить, что в ряде конструкций зонтичных быстроходных машин зарубежного производства требования доступности и простоты обслуживания не принимаются во внимание. В таких компоновках тре-

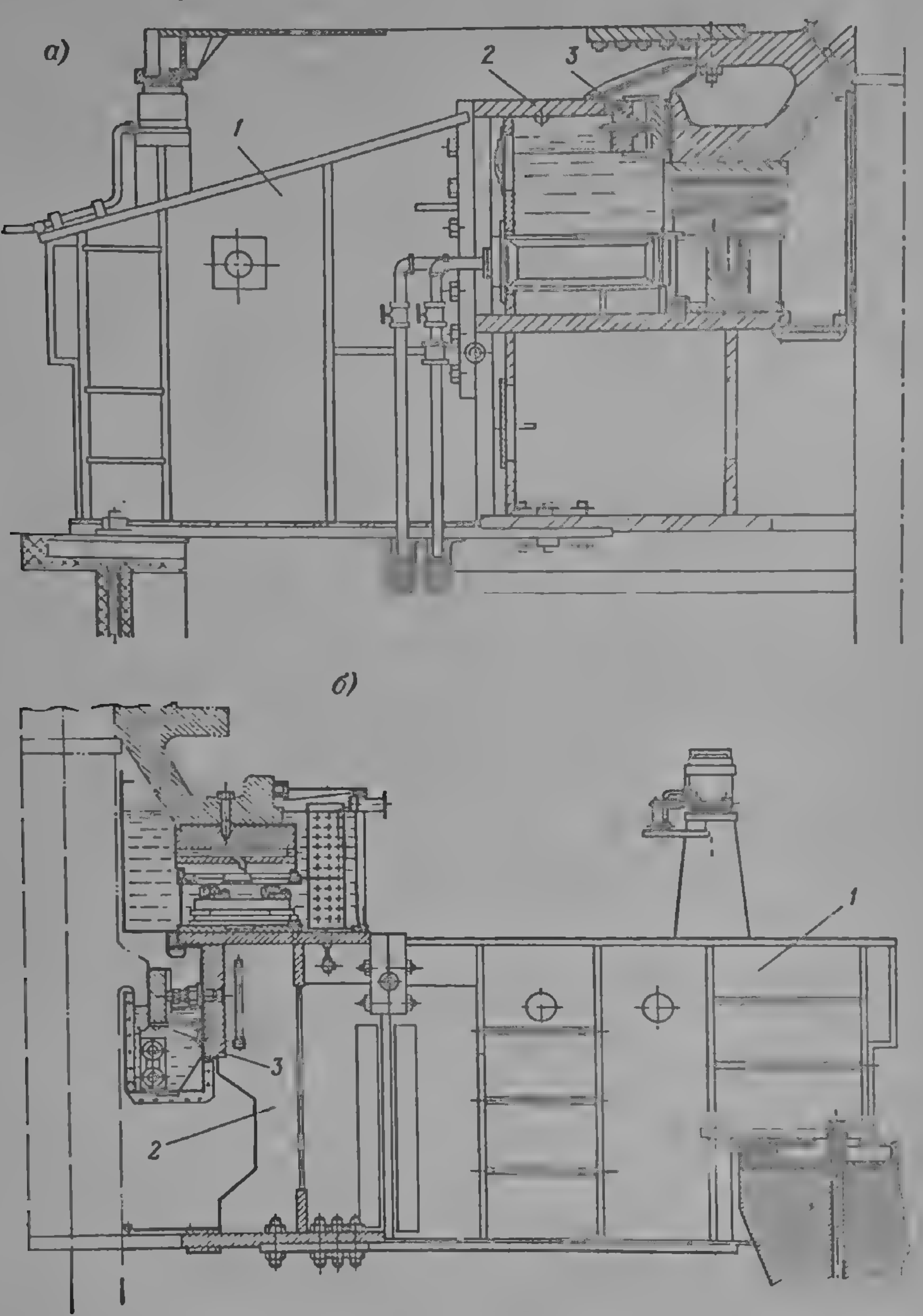


Рис. 9-59. Нижние лучевые крестовины зонтичных генераторов: *а* — со встроенной масляной ванной подпятника; *б* — с вынесенной масляной ванной

1 — ванна, *2* — центральная часть, *3* — опора подшипника

буется обеспечить чрезвычайно высокую надежность генератора и полную автоматизацию его работы, так чтобы обслуживание требовалось значительно реже.

Одним из наиболее сложных узлов вертикального гидрогенератора является подпятник, нагруженный как весом роторов генератора и турбины, так и вертикальной составляющей давления воды на рабочее колесо турбины. Подпятник состоит из вращающейся втулки с диском (пята) и неподвижных опорных подушек (собственно подпятник).

Для нормальной работы подпятника необходимо, чтобы между неподвижной и вращающейся частью всегда осуществлялось жидкостное трение; граничное и полусухое трение возможно только в режимах пуска и остановки, причем в особо тяжело нагруженных подпятниках в этих режимах

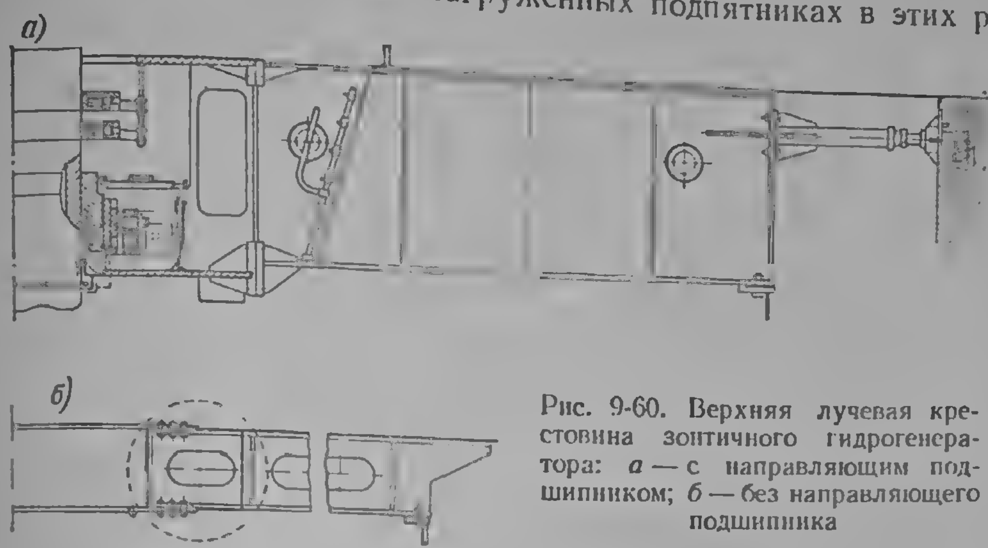


Рис. 9-60. Верхняя лучевая крестовина зонтичного гидрогенератора: *а* — с направляющим подшипником; *б* — без направляющего подшипника

на поверхность трения подается масло под давлением. Для обеспечения жидкостного трения необходимо, чтобы между диском и опорными подушками существовала масляная пленка, толщина которой значительно превосходила бы погрешности обработки поверхностей трения. При работе подпятника (как и любого подшипника) масляный слой находится в состоянии динамического равновесия: силой сцепления между диском и маслом последнее засасывается между поверхностями трения и растекается там во все стороны под давлением нагрузки. Давление под опорной подушкой распределяется неравномерно: в середине оно в 2—2,5 раза больше, чем по краям. Согласно



Рис. 9-61. Компоновка лучевой верхней крестовины гидрогенератора подвесного типа

1 — возбудитель, *2* — контактные кольца

опытным данным, подпятники с самосмазкой работают удовлетворительно, если средняя нагрузка на поверхности трения составляет 40—70 *кгс/см*² (последнее число относится к подпятникам со специальным покрытием). При пуске давление от веса роторов турбины и генератора обычно не превосходит 25 *кгс/см*². Для обеспечения образования масляной пленки поверхности трения должны располагаться не параллельно, а под неболь-

ним углом друг к другу, что достигается установкой опорной подушки на шарнирной опоре или на пружинном основании, причем опора смещается относительно геометрического центра подушки по направлению вращения на 5—8% ширины подушки.

В табл. 9-10 приведены данные наиболее крупных подпятников гидрогенераторов.

В советской практике применяются подпятники на регулируемых винтовых опорах: однорядные (рис 9-62, *а*) и двухрядные (рис. 9-62, *в*), а также подпятники на гидравлических опорах (рис. 9-62, *б*). Отличаются они способом регулирования нагрузки на опоры. Вращающаяся часть подпятника—пята выполняется одинаково во всех типах подпятников: она состоит из диска и втулки. Последняя является втулкой ротора или ее частью в зонтичных машинах и отдельной втулкой — в подвесных. На посадочную поверхность съемной втулки подпятника наносится слой меди. Поверхность трения диска («зеркало») обрабатывается до чистоты не ниже 8-го класса, отклонение ее поверхностей от плоскостности и параллельности — не более 0,03 *мм*. При больших местных неровностях диска подпятник повреждается во время пусков и остановок. Стабильность формы диска обеспечивается его большой толщиной и тщательной термообработкой, особенно удалением водорода из стали. Диск изготовляется из поковки (сталь 45).

Таблица 9-10

Основные данные подпятников производства завода «Электросила»

[illegible]	Диаметр по подушкам, *м*		Давление, *кгс/см²*	Линейная скорость на среднем диаметре *м/сек*
	[illegible]	внутренний		
[illegible]	3,10	1,85	38	8,84
[illegible]	3,[illegible]4	2,04	38,5	9,4
2900 *	4,29	2,21	44	11,0
[illegible]	3,67	2,35	54,4	10,7
[illegible]	2,45	1,40	55,3	12,6
[illegible]	3,57	2,45	64	10,7
[illegible]	4,55	3,20	35,8	19,0
1120	2,30	0,95	50	16,0
435	1,60	0,80	44,7	26,9

* Двухрядный подпятник.

Диск и втулка соединяются изолированными болтами и штифтами, между диском и втулкой устанавливается также изоляционная прокладка, необходимая для защиты от подшипниковых токов.

Опорная подушка (сегмент, как ее еще называют) подпятника в настоящее время выполняется двухслойной для уменьшения тепловых деформаций (рис. 9-61, *а*). Верхняя часть ее делается тонкой (50—60 *мм*), нижняя — толстой (до 200 *мм*), а контактная поверхность между ними уменьшается фрезерованием канавок на нижней части. Верхняя часть обладает большой податливостью и не деформируется, так как зажата между диском и нижней частью, а температура поверхности основания благодаря большому тепловому сопротивлению стыка незначительно отличается от его средней температуры. Для улучшения теплоотдачи баббит наплавляется не прямо на поверхность подушки, а на медный подслой; при высоком удельном тепловыделении устраивается непосредственное водяное охлаждение верхней части подушки (которая в этом случае делается из латуни) с помощью змеевика (рис. 9-61, *б*).

Подушка опирается на тарельчатую опору (рис. 9-62), деформации которой несколько компенсируют увеличение нагрузки, вызываемое «боем» диска. Для увеличения деформации опора делается из очень прочной стали. Опора средней своей частью опирается на сферическую головку регулировочного болта.

2. Особенности конструкции синхронных компенсаторов. Синхронные компенсаторы генерируют реактивную мощность и напряжение в электрических системах с большими колебаниями потребления реактивной мощности, а также используются как средство повышения устойчивости парал-

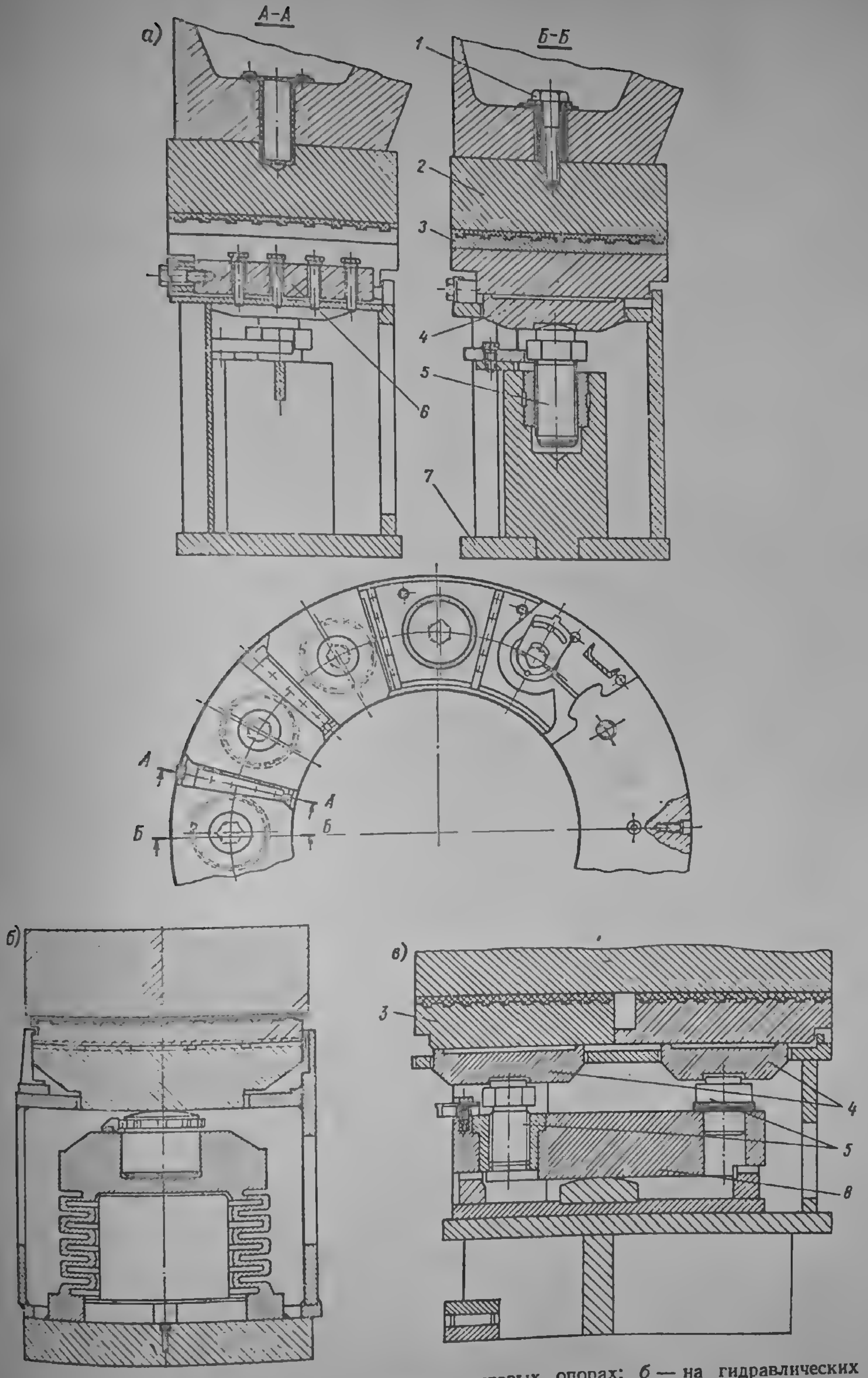
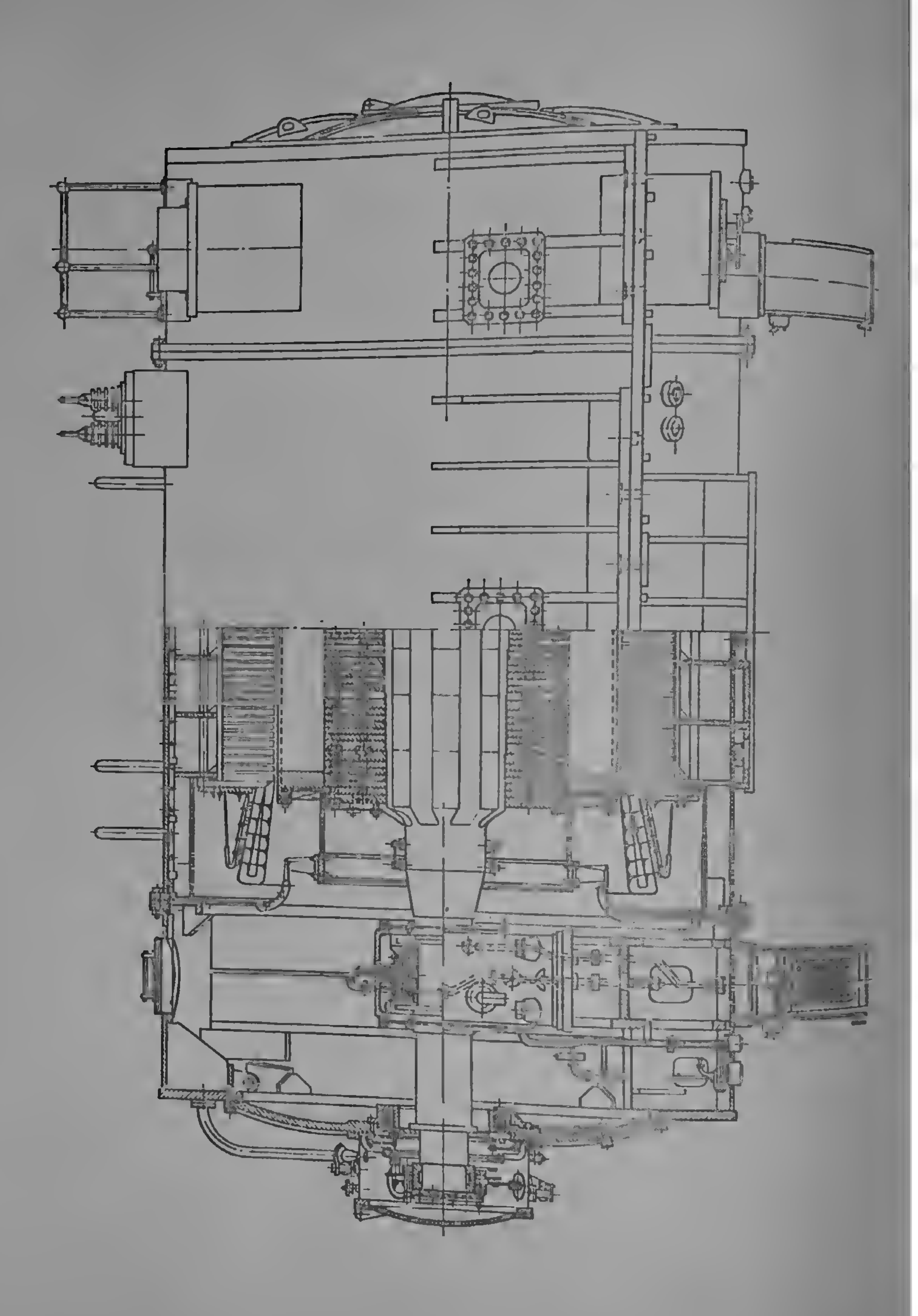


Рис. 9-62. Подпятники: *а* — на регулируемых винтовых опорах; *б* — на гидравлических опорах; *в* — двухрядный

1 — втулка, 2 — диск, 3 — сегмент; 4 — опора сегмента, 5 — опорный болт, 6 — упоры, 7 — корпус, 8 — балансир



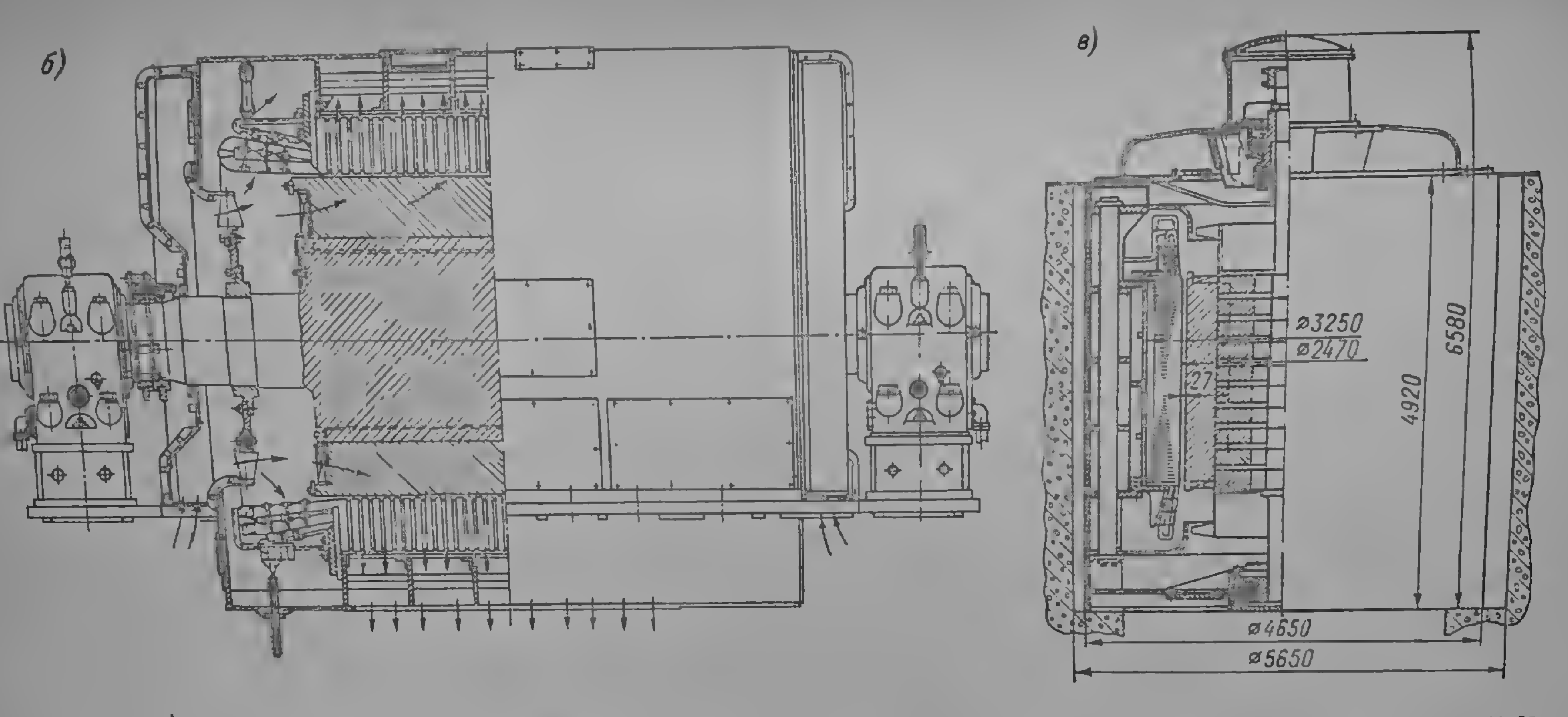


Рис. 9-63. Синхронные компенсаторы: *а* — с водородным охлаждением; *б* — с воздушным охлаждением; *в* — вертикального исполнения [9-3]

лельной работы электрических станций и как средство компенсации емкостного сопротивления линии электропередачи.

Синхронные компенсаторы явнополюсного исполнения изготовляются до мощности 160 *Мв·а* в единице, являясь машинами с наибольшим значением мощности на полюс. Для снижения габаритов (а следовательно, веса и стоимости) и потерь синхронные компенсаторы, начиная с единичной мощности 30 *Мв·а*, изготовляются с водородным охлаждением. Применение водородного охлаждения облегчается тем, что вал синхронного компенсатора не выходит за пределы корпуса и последний может быть надежно герметизирован.

Поскольку длина синхронного компенсатора ограничена механическими характеристиками ротора, а диаметр — окружной скоростью, достигающей 100 *м/сек*, естественно, что с увеличением единичной мощности выгодно

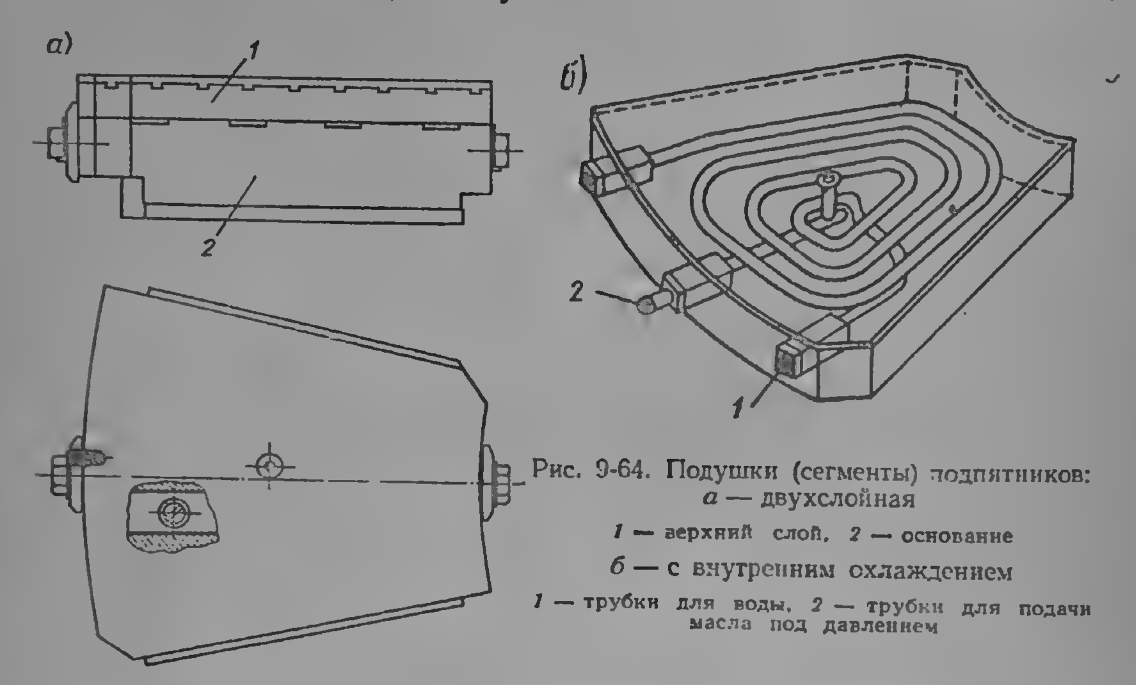


Рис. 9-64. Подушки (сегменты) подпятников:
а — двухслойная
1 — верхний слой, *2* — основание
б — с внутренним охлаждением
1 — трубки для воды, *2* — трубки для подачи масла под давлением

увеличивать число полюсов, т. е. снижать скорость вращения. Поэтому явнополюсные синхронные компенсаторы при мощности до 50 *Мв·а* выполняются на скорость вращения 1000 и 750 *об/мин*, а свыше 50 *Мв·а* — на 750 *об/мин*.

Диаметр синхронного компенсатора ограничивается при неразъемной конструкции статора железнодорожным габаритом, а также тепловыми нагрузками пусковой обмотки (при непосредственном пуске от сети). Поэтому с дальнейшим увеличением единичной мощности возможно либо увеличение длины машин, либо дальнейшее снижение скорости вращения и переход на вертикальную разборную конструкцию, как в гидрогенераторе, либо дальнейшая интенсификация системы охлаждения, связанная, однако, по достижении некоторых значений электромагнитных нагрузок со снижением к. п. д.

Электромагнитные нагрузки синхронных компенсаторов несколько ниже, чем у генераторов и двигателей с той же мощностью на полюс, так как синхронные компенсаторы всегда работают в режиме $\cos \varphi = +0$ [9-3]. Так, индукция в зазоре при холостом ходе не превосходит 0,6—0,75 *тл*, в зубцах 1,4—1,7 *тл* (последнее значение для холоднокатаной стали), в сердечнике полюса 1,1—1,35 *тл*.

Линейная нагрузка составляет $(5\text{-}6) \cdot 10^4$ *а/м* для компенсаторов с воздушным охлаждением и $(7{,}5—10) \cdot 10^4$ *а/м* для компенсаторов с водородным охлаждением, плотность тока в обмотке статора лежит в пределах от 3,3 до 5 *а/мм*² (верхний предел — при термореактивной изоляции), в обмотке ротора — от 2,5 до 5 *а/мм*².

Конструктивное исполнение синхронных компенсаторов мощностью до 30 *Мв·а*, которые изготовляются с воздушным охлаждением (рис. 9-63, *б*), мало отличается от исполнения мощных быстроходных машин общепромышленного применения. При установке этих компенсаторов на фундаменте в последнем оборудуется вентиляционная шахта.

Компенсаторы большей мощности изготовляются герметическими с водородным охлаждением и со встроенными в корпус газоохладителями, что позволяет устанавливать их на открытом воздухе (рис. 9-64, *а*). В этом случае корпус компенсатора напоминает корпус турбогенератора с водородным охлаждением, но не имеет уплотнений вала. Синхронные компенсаторы такого типа выпускаются как со щитовыми подшипниками, так и со встроенными в корпус стояковыми подшипниками (рис. 9-63, *а*).

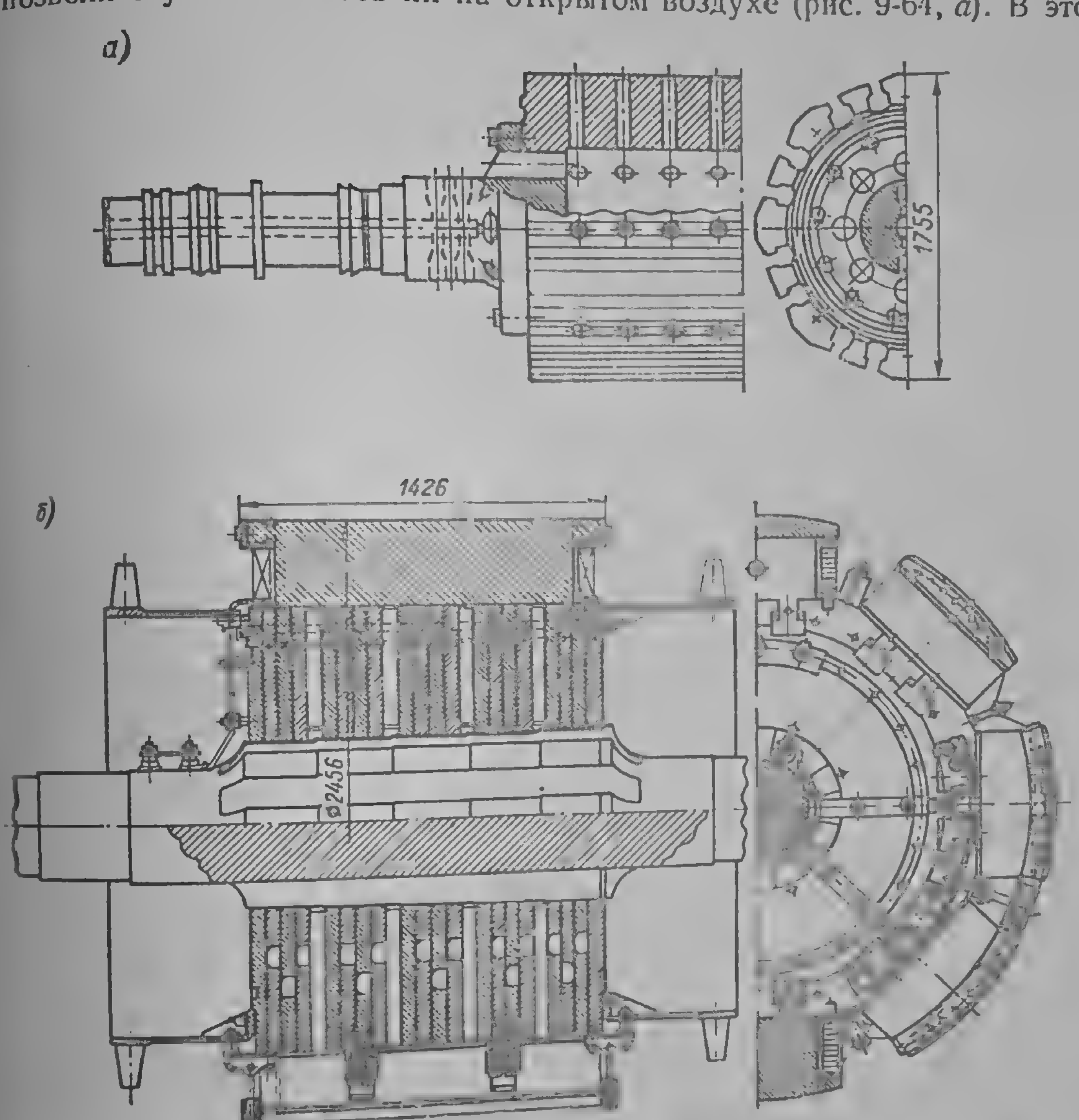


Рис. 9-65. Роторы синхронных компенсаторов: *а* — остов, собранный из трех поковок; *б* — остов, собранный из дисков

Известны разработки вертикальных синхронных компенсаторов (рис. 9-63, *в*), подпятник и подшипники которых могут работать на самосмазке, что сильно упрощает конструкцию, но их применение, по-видимому, будет целесообразным при значительном росте единичной мощности.

Синхронные компенсаторы с водородным охлаждением обычно выполняются с аксиально-радиальной системой вентиляции (рис. 6-15, *д*), для устройства которой в поясах жесткости корпуса статора предусматриваются отверстия соответствующего размера, а в остове-ободе ротора устраивается система аксиально-радиальной раздачи газа.

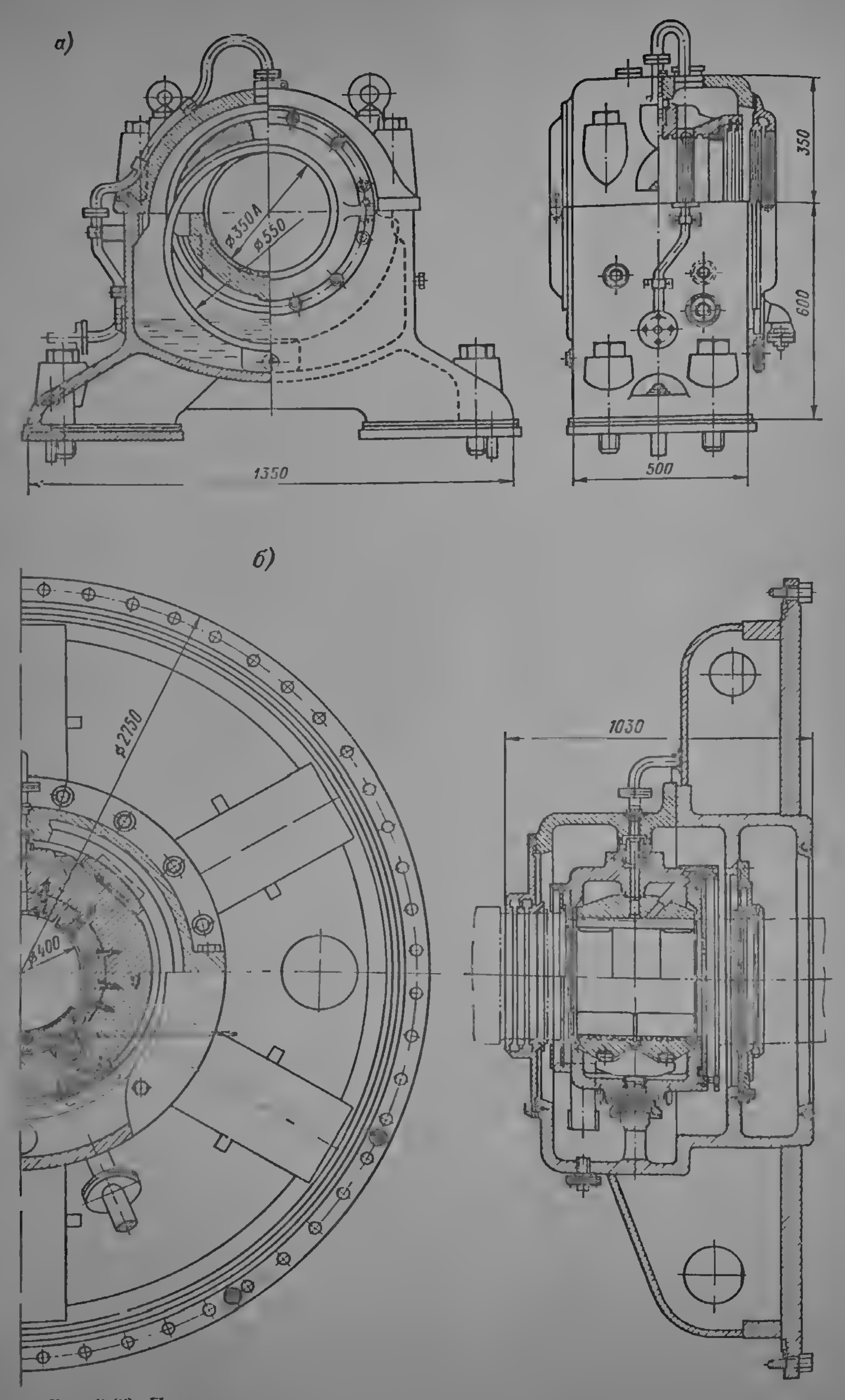


Рис. 9-66. Подшипниковые узлы синхронных компенсаторов: *а* — стояковый; *б* — щитовой

При цельнокованом остове-ободе (рис. 9-65, *а*), к которому присоединяются на горячей посадке хвостовины вала, осевые и радиальные каналы сверлятся в оболочке; если же остов-обод собирается из дисков (рис. 9-65, *б*), то осевые каналы образуются путем обработки центральной части вала в виде «звездочки», а радиальные — с помощью распорок между пакетами.

Полюсы роторов синхронных компенсаторов, как правило, крепятся к ободу двумя хвостами (вследствие больших центробежных сил).

Некоторые заводы применяют массивные кованые сердечники полюсов, рассчитанные на двусторонний обдув обмотки возбуждения (рис. 9-36, *б*). Механические напряжения в элементах такого полюса могут быть приняты

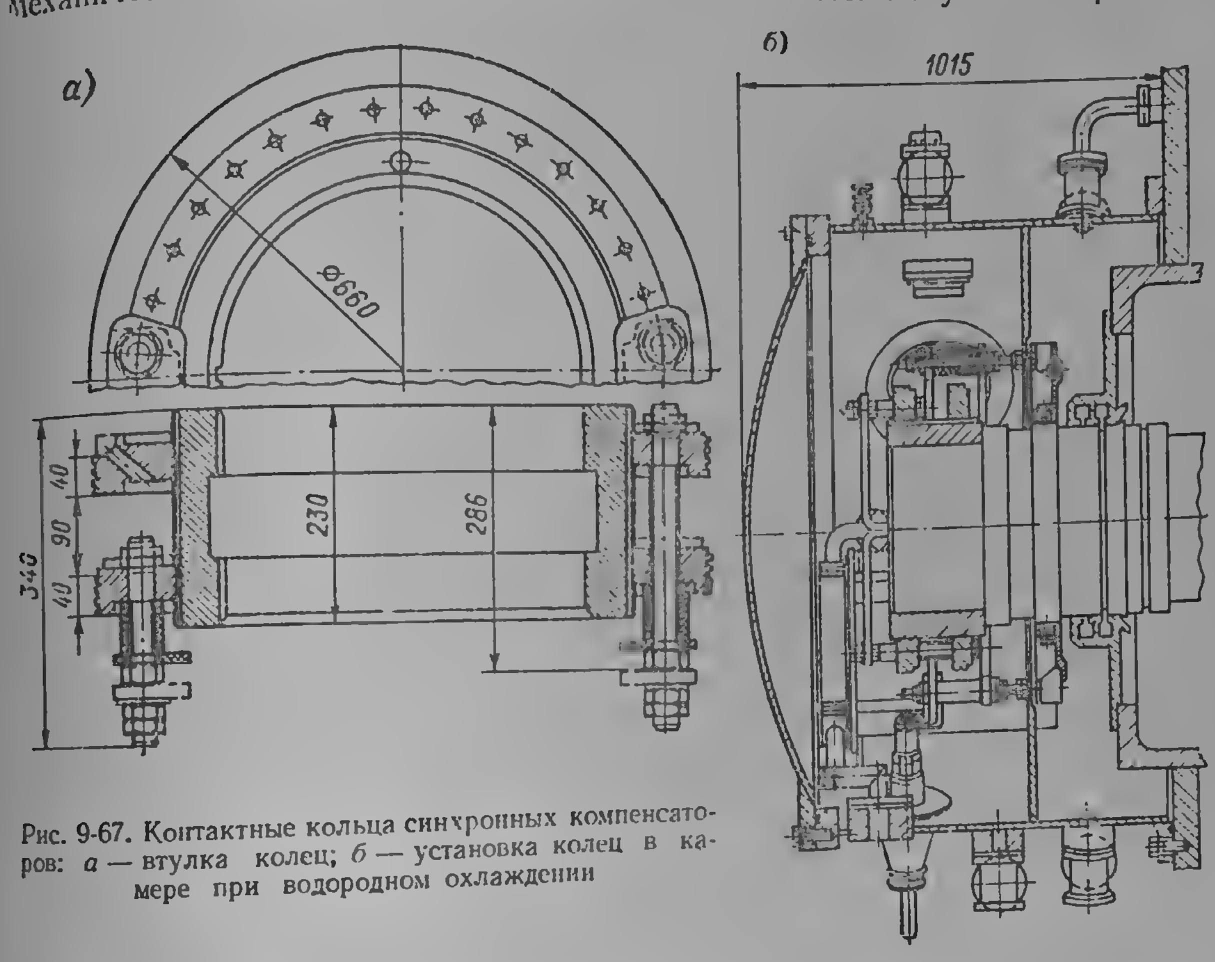


Рис. 9-67. Контактные кольца синхронных компенсаторов: *а* — втулка колец; *б* — установка колец в камере при водородном охлаждении

на 30% более высокими, чем в элементах шихтованного полюса. Наружная поверхность массивных полюсных башмаков для уменьшения потерь делается рифленой (ширина канавки 0,25—0,3 ширины паза статора, шаг — около 2,5 ширины канавки, глубина канавки 0,3—0,5 воздушного зазора [9-3]; воздушный зазор при этом не должен быть меньше 0,8 открытия паза статора.

Демпферные (пусковые) обмотки синхронных компенсаторов рассчитаны в большинстве случаев на прямой асинхронный пуск от сети и выполняются достаточно массивными. Обычно стержни обмотки выполняются из латуни, а крайние стержни — из меди с присадкой серебра или хромоцинковой бронзы (для снижения разности нагрева и тепловых деформаций крайних стержней по отношению к остальным из-за их перегрузки при пуске).

В массивных полюсах стержни демпферной обмотки становятся ненужными, но короткозамыкающие полосы выполняются таких же размеров, как и при наличии стержней. Короткозамыкающие полосы крепятся к башмакам массивных полюсов болтами, причем для улучшения контакта торцы башмаков и сами полосы серебрятся (рис. 9-57, *г*). Перемычки для соединения полос, изготовленные из листовой бронзы, крепятся к полосам болтами и укрепляются на ободе ротора с помощью оттяжек.

На роторах синхронных компенсаторов устанавливается два осевых вентилятора.

Подшипниковые узлы горизонтальных синхронных компенсаторов (как и мощных синхронных двигателей или горизонтальных гидрогенераторов) несут большую радиальную нагрузку. Поэтому в синхронных компенсаторах применяются подшипники с принудительной подачей смазки под давлением и с самоустанавливающимися вкладышами цилиндрической формы (рис. 9-66, *а*) или в виде отдельных подушек (рис. 9-66, *б*), устанавливаемых в нижней части подшипника на балансирах и регулируемых с помощью винтовых опор. Подшипники с цилиндрическим вкладышем удовлетворительно работают при нагрузке до 25 *кгс/см*², подшипники с регулируемыми балансирными опорами допускают нагрузку до 40 *кгс/см*².

Контактные кольца синхронных компенсаторов с водородным охлаждением изготовляются обычно из сплава меди с магнием или из алюминиево-железистой бронзы (БРАЖ9-4). Для их лучшего охлаждения торцевые поверхности контактных колец обработаны таким образом, что они действуют, как вентиляторы (рис. 9-67, *а*), а на контактной поверхности прорезаны спиральные канавки. Так как контактные кольца работают в атмосфере водорода, материал щетки должен способствовать образованию на их поверхности защитного слоя («политуры»). Для этой цели применяются щетки из материала ЭГ-74АФ (графит, пропитанный фторопластом), являющегося весьма износостойким.

Камеры контактных колец заполнены водородом и сообщаются с корпусом компенсатора (рис. 9-67, *б*), однако снабжена уплотнениями, позволяющими во время осмотра колец герметизировать корпус при снятой крышке камеры. Эти уплотнения могут быть масляными или магнитными. В вертикальных синхронных компенсаторах естественным масляным уплотнением может служить ванна подпятника и подшипника.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЕКТА. ПРОЕКТИРОВАНИЕ С ПОМОЩЬЮ ЭВМ

10-1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Хотя оптимизация проектов может быть осуществлена и без помощи ЭВМ, более того, она так и производится в большинстве случаев, применение ЭВМ облегчает выполнение этой задачи и позволяет уточнять математические модели оптимального проектирования.

В настоящей главе основное внимание уделено общим вопросам алгоритмов получения оптимального решения. Таким решением называется набор значений независимых переменных, доставляющий экстремум некоторому функционалу, называемому целевой функцией или критерием оптимизации. Независимыми переменными могут быть размеры и прочие конструктивные данные, целевой функцией — масса, к. п. д., стоимость и т. п. Ряд величин — температура, транспортные габариты и т. д. выступает в качестве ограничений.

Решение задач такого рода рассматривается в развившихся за последние годы разделах математики, таких как исследование операций и математическое программирование; причем если целевая функция и система ограничений представляют собой линейные формы относительно независимых переменных, задача может быть решена хорошо разработанными методами линейного программирования. Реальные задачи проектирования электрических машин нелинейны, и общих методов решения таких задач в настоящее время не разработано.

Геометрически можно следующим образом интерпретировать решение оптимальной задачи: на некотором множестве переменных задано n координат и определена функция n координат, а также система m ограничений, определяющая в n-мерном пространстве многогранник, ограниченный $m - 1$ гиперповерхностями. В простейшем случае двух переменных $z(x, y)$ имеет вид поверхности, показанной на рис. 10-1. В общем случае функция может не иметь максимумов и минимумов или иметь их несколько. В первом случае наибольшее или наименьшее значение будет находиться на одной из границ, во втором — в области изменения переменных. Решение, не доставляющее экстремума, но удовлетворяющее ограничениям, назовем приемлемым: оптимальным может быть одно из приемлемых решений, причем нас интересует общий, так называемый глобальный экстремум.

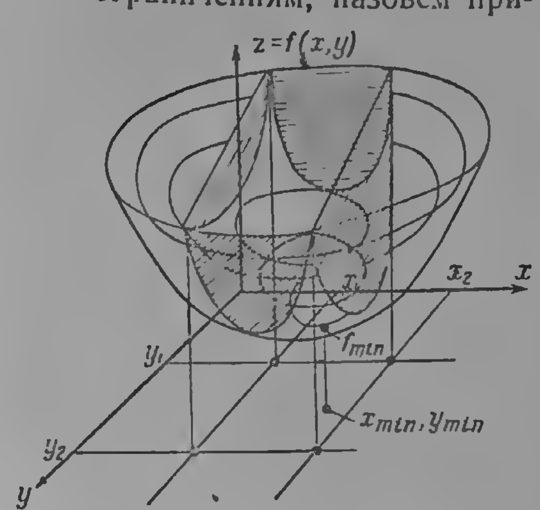


Рис. 10-1. Геометрическая интерпретация оптимизационной задачи для случая двух переменных

Необходимо также отметить, что математическая модель, на которой решается задача оптимального проектирования, отражает свойства реальной машины лишь приближенно и ее составление требует конкретного подхода к каждой задаче. Отметим также, что такие критерии оптимизации, как минимум массы при заданном к. п. д. или максимум к. п. д. при ограничении массы, не вызывают сомнений, однако на практике применяются более сложные критерии, например приведенная стоимость, хотя математически строгая оптимизация возможна только по одному критерию. Если в качестве критерия предлагаются две независимые оценки, то одна должна быть целевой функцией, а другая — ограничением. В случае сложного критерия, например приведенной стоимости, его элементы должны быть не независимы, а связаны экономическими или физическими законами, например, с помощью достаточно обоснованного срока окупаемости. В противном случае правильнее дополнить систему ограничений, нежели усложнять целевую функцию.

Существует ряд общих методов решения оптимальных задач, некоторые из них описаны ниже. Самый простой метод поиска экстремума — это перебор значений переменных на сетке с постоянным шагом; при большом количестве переменных n число расчетов m^n, где m — число узлов сетки, возрастает настолько, что задача становится практически неразрешимой. Метод шагового поиска, при котором движение по сетке происходит только в направлении убывания или возрастания целевой функции, снижает число расчетов до $2n^2m$, однако при большом количестве переменных также не дает практического решения задачи. В связи с этим в практике применяют наряду с более совершенными методами поиска экстремума — градиентными, релаксационными и их модификациями — также методы «случайного» поиска, идеи динамического программирования и теории игр, и в большинстве случаев схема поиска представляет собой объединение нескольких алгоритмов. Дело в том, что расчетчик-проектировщик, зачастую решающий задачу поиска экстремума успешнее ЭВМ, также пользуется интуитивно или сознательно какой-либо математической процедурой, чаще всего несколькими различными алгоритмами, для разных частей задачи. Естественно, что при формализации его действий можно получить ценный материал для алгоритмов поиска с помощью ЭВМ.

Поиск экстремума облегчается тем, что в практических случаях экстремум находится почти всегда на ограничениях, кроме того, функция вблизи экстремума достаточно полога, так что небольшая ошибка в определении

экстремума не приводит к существенному изменению целевой функции и, что очень важно, что некоторые переменные вблизи экстремума слабо влияют на целевую функцию, что позволяет считать их приближенно постоянными. Кроме того, если функция может быть разбита на отдельные части, относительно слабо связанные между собой, то можно найти экстремум для каждого члена и применить релаксационную процедуру для поиска глобального экстремума, находя поочередно экстремум для каждой из подзадач.

Два последних обстоятельства представляются наиболее важными: на основе возможности приближенного отыскания экстремума по минимальному набору независимых переменных строятся все методы поиска приемлемых значений целевой функции в окрестностях оптимума. На основе разбиения оптимизационной задачи на ряд подзадач, решение которых находится различными методами г, В. М. Зайчик разработал оригинальную схему проектирования асинхронных двигателей по минимуму приведенной стоимости.

10-2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ

Для облегчения понимания дальнейшего материала в настоящем параграфе изложены основные математические методы отыскания экстремума, за исключением тех методов, которые подробно излагаются в соответствующих примерах решения задач проектирования, а также методов, представляющих собою комбинации известных приемов. Более подробную информацию читатель может получить из литературы.

С учетом того, что было сказано выше, во введении и § 10-1, математическая модель экстремальной задачи проектирования может быть представлена в виде:

$$\left.\begin{array}{c} F=f(z_1, z_2, \ldots, z_k)=\min, \\ g_1(z_1, z_2, \ldots, z_k)\leqslant 0, \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ g_n(z_1, z_2 \ldots, z_k)\leqslant 0, \\ z_i\geqslant 0,\ i=1, 2, \ldots, k. \end{array}\right\} \qquad (10\text{-}1)$$

Первое соотношение представляет собой целевую функцию, остальные — ограничения, накладываемые на переменные $z_1, z_2, \ldots, z_k$, в том числе ограничения, выражающие требования неотрицательности всех переменных.

1. Метод классического анализа при определении безусловного экстремума дифференцируемой функции. Экспериментальное значение функции $f(x)$ одной переменной достигается в точке (x^*), где первая производная f' равна нулю, а вторая f'' отлична от нуля. При этом, если $f''>0$, то функция имеет минимум, если $f''<0$, то — максимум.

В том случае когда $f''=0$, для точки (x^*) должны быть определены производные высших порядков. Если первая из отличных от нуля высших производных имеет n-й порядок, то при четном n функция имеет минимум, когда производная положительна, и максимум, когда она отрицательна. В случае нечетного n функция не имеем экстремума в точке (x^*).

Экстремум функции $f(x, y, \ldots, z)$ нескольких переменных достигается в такой точке $(x^*, y^*, \ldots, z^*)$, где частные производные по всем переменным равны нулю и где разность значений функции $f(x^*+\Delta x, y^*+\Delta y \ldots, z^*+\Delta z) - f(x^*, y^*, \ldots, z^*)$ остается положительной или отрицательной при всяких приращениях $\Delta x, \Delta y, \ldots, \Delta z$, близких к нулю. При положительном значении разности функция имеет минимум, при отрицательном — максимум. Если при изменении численных значений этих приращений знак разности изменяется, то в точке $(x^*, y^*, \ldots, z^*)$ функция не имеет ни максимума, ни минимума.

Для некоторых частных случаев в специальных курсах приводятся и другие признаки существования экстремума.

Затруднения при определении экстремума функции одной переменной могут возникнуть лишь тогда, когда уравнение, которое нужно решить для разыскания критических точек, имеет слишком сложный вид. При определении экстремума функции нескольких переменных задача обычно сильно усложняется, так как для нахождения критических точек приходится решать систему уравнений различных степеней, а проверка того, выполняются ли достаточные условия, связана с громоздкими вычислениями.

2. Метод множителей Лагранжа для определения условного экстремума. Метод применяется, когда на переменные дифференцируемой функции наложены ограничения. Он эффективен, если все ограничения имеют вид строгих равенств, а оптимизируемая функция выпукла.

Пусть требуется найти экстремум функции двух переменных $f = f(x, y)$ при ограничении (уравнении связи)

$$g(x, y) = 0. \qquad (10\text{-}2)$$

Если уравнение связи позволяет выразить одну переменную через другую, то соответствующим преобразованием функции f можно свести задачу к определению безусловного экстремума. Предположим, что получить из (10-2) зависимость между x и y в явной форме невозможно. Тогда удобно применить метод множителей Лагранжа. Умножив уравнение связи на некоторый множитель λ, вычтем произведение из выражения исходной функции $f(x, y)$. В результате получим новую функцию трех переменных

$$f^* = f(x, y) - \lambda g(x, y). \qquad (10\text{-}3)$$

Если будут найдены такие значения λ^0, x^0 и y^0, при которых функция f достигает экстремального значения и выполняется ограничение (10-2), то, очевидно, при тех же значениях будет достигаться и экстремум функции f, поскольку при всех x и y, удовлетворяющих соотношению (10-2), $f^* = f$.

Приравняв нулю частные производные функции f^*, получаем два новых уравнения:

$$\frac{\partial f^*}{dx} = f'_x - \lambda g'_x = 0, \quad \frac{\partial f^*}{\partial y} = f'_y - \lambda g'_y = 0.$$

Отсюда

$$\lambda = f'_x / g'_x = f'_y = g'_y, \qquad (10\text{-}4)$$

т. е. множитель Лагранжа представляет собой отношение частных производных функций f и g по соответствующим переменным.

Пример 10-1. Найти экстремум функции $f = x + y$ при условии $x^2 + y^2 - 1 = 0$.

Составляем функцию трех переменных

$$f^* = (x + y) - \lambda (x^2 + y^2 - 1).$$

Находим частные производные и приравниваем их нулю:

$$\frac{\partial f^*}{\partial x} = 1 - 2x\lambda = 0, \text{ откуда } x = \frac{1}{2\lambda};$$

$$\frac{\partial f^*}{\partial y} = 1 - 2y\lambda = 0, \text{ откуда } y = \frac{1}{2\lambda}.$$

Подставив полученные выражения для x и y в уравнение связи, найдем: $\lambda = \pm \frac{\sqrt{2}}{2}$, $x = \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$, $y = \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$, $f_{max} = \sqrt{2}$, $f_{min} = -\sqrt{2}$.

При m переменных и n ограничениях необходимо:

1. Составить функцию $f^* = f - \lambda_1 g_1 - \lambda_2 g_2 - \ldots - \lambda_n g_n$.
2. Составить m частных производных (по каждой из исходных переменных) и, приравняв их нулю, найти с помощью полученных уравнений выражение каждой из исходных переменных в виде функции множителей Лагранжа.

3. Подставив найденные для исходных переменных выражения в уравнения связи, определить значения множителей Лагранжа $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$.
4. Определить значения всех необходимых переменных в точке экстремума.

В задачах оптимального проектирования машин (как и в задачах оптимального управления и планирования) все переменные должны удовлетворять требованию неотрицательности. Кроме того, на переменные часто накладываются ограничения, имеющие вид неравенств. Покажем, с помощью каких усложнений можно приспособить метод множителей Лагранжа к решению таких задач.

Предположим, что условия примера 10-1 дополнены требованием неотрицательности переменных. Тогда к ограничению $x^2 + y^2 - 1 = 0$ добавляются еще два:

$$x \geqslant 0, \; y \geqslant 0.$$

Так как метод множителей Лагранжа предполагает ограничения в виде строгих равенств, записывает требования неотрицательности в виде:

$$x - w_1^2 = 0, \quad y - w_2^2 = 0,$$

где w_1^2 и w_2^2 всегда положительны.

Каждому из трех ограничений поставим в соответствие множитель Лагранжа:

ограничению $x^2 + y^2 - 1 = 0$ — множитель λ_1;

ограничению $x - w_1^2 = 0$ — множитель λ_2,

ограничению $y - w_2^2 = 0$ — множитель λ_3.

Составляем новую функцию:

$$f^* = (x + y) - \lambda_1(x^2 + y^2 - 1) - \lambda_2(x - w_1^2) - \lambda_3(y - w_2^2).$$

Найдя частные производные этой функции по x, y, w_1 и w_2 и приравняв их нулю, получим

$$x = \frac{1 - \lambda_2}{2\lambda_1}, \quad y = \frac{1 - \lambda_3}{2\lambda_1},$$

$$\lambda_2 w_1 = 0, \text{ что эквивалентно } \lambda_2 x = 0,$$
$$\lambda_3 w_2 = 0, \text{ что эквивалентно } \lambda_3 y = 0.$$

Каждое из равенств $\lambda_2 x = 0$ и $\lambda_3 y = 0$ допускает две возможности: 1) либо $\lambda_2 = 0$, либо $x = 0$; 2) либо $\lambda_3 = 0$, либо $y = 0$.

В связи с этим необходимо исследовать 2^2 вариантов. При 20 неотрицательных переменных потребовалось бы исследовать 2^{20}, или свыше миллиона, вариантов.

В тех случаях когда основные ограничения имеют вид неравенств, возникают ещё большие осложнения. Неравенства $g_i(x, y, \ldots, z) \geqslant 0$ приходится записывать в виде $g_i(x, y, \ldots, z) - v_i = 0$, а неравенства $g_i(x, y, \ldots, z) \leqslant 0$ — в виде $g_i(x, y, \ldots, z) + v_i = 0$, т. е. в этих случаях возникает необходимость ввести на каждое неравенство новую переменную v_i. А так как эти переменные должны быть неотрицательными, то на каждое исходное неравенство приходится ввести дополнительное равенство $v_i - w_i^2 = 0$. Если в исходной задаче имеется m переменных и n неравенств, то для определения экстремума методом множителей Лагранжа потребуется исследовать 2^{n+m} вариантов решения.

Если оптимизируемая функция не выпукла и имеет несколько экстремальных точек, то для каждой из них требуется отдельное решение.

3. **Градиентные методы.** Все градиентные методы сводятся к процессу последовательных приближений к оптимуму. Их применение целесообразно, когда минимизируемая (или максимизируемая) функция задана не аналитически, а таблично или графически, а также когда уравнения, получаемые приравниванием к нулю частных производных, неразрешимы в радикалах (например, уравнения высоких степеней или трансцендентные).

Процесс нахождения оптимума в этом случае неизбежно шаговый. Градиентные методы отличаются от обычных методов шагового поиска на сетке значений переменных (в которых очередной шаг совершался после нескольких пробных шагов в том направлении, где возрастание или убывание функции наибольшее, но сам шаг постоянен) тем, что в процессе градиентного поиска величина шага зависит от скорости изменения функции, что в ряде случаев существенно ускоряет процесс поиска.

Градиентом функции f в точке M_0 называется вектор, компоненты которого по осям координат являются частными производными оптимизируемой функции в соответствующей точке, $\nabla f(M_0)$.

Символ $\nabla f(M_0)$ читается «набла функции в точке M_0». При движении из произвольно взятой точки вдоль градиента значение функции увеличивается с наибольшей скоростью. Это позволяет достигать экстремума функции, не прибегая к излишним определениям ее значения во всей области существования.

Опишем градиентный метод Коши. Пусть требуется минимизировать функцию $f = f(x, y)$ двух переменных. В точке M_0 (координаты которой x_0, y_0) функция имеет значение f_0. В точке $M_1(x_1, y_1)$ приближенное значение функции будет

$$f_1 = f_0 + [f'_x(M_0)\Delta x + f'_y(M_0)\Delta y]. \qquad (10\text{-}5)$$

Используя известное правило, согласно которому скалярное произведение двух векторов равно сумме попарных произведений соответствующих компонентов этих векторов по осям координат, можем представить выражение в квадратных скобках как скалярное произведение вектора с компонентами $[f'_x(M_0),\ f'_y(M_0)]$ и вектора с компонентами $[\Delta x,\ \Delta y]$. Первый из векторов является градиентом функции f в точке M_0, второй — вектором смещения Δl. Можем записать

$$f_1 \approx f_0 + \nabla f(M_0)\,\Delta l. \qquad (10\text{-}6)$$

Так как скалярное произведение двух векторов равно произведению их длин (модулей) и косинуса угла между ними, то наибольшее убывание функции f будет при том условии, что направление смещения противоположно направлению градиента. Это условие запишется так:

$$\Delta l = -t\cdot\nabla f(M_0), \qquad (10\text{-}7)$$

где t — некоторая положительная величина.

На основании (10-7) переписываем соотношение (10-6) в виде:

$$f_1 = f_0 - t\,[\nabla f(M_0)]^2. \qquad (10\text{-}8)$$

Если бы требовалось максимизировать функцию f, то перед вторым членом правой части (10-8) следовало бы поставить знак «+».

Выбор t предопределяет выбор приращений Δx и Δy. Как следует из (10-7), $(\Delta l)^2 = t^2\cdot[\nabla f(M_0)]^2$. Так как $(\Delta l)^2 = (\Delta x)^2 + (\Delta y)^2$, а $t^2[\nabla f(M_0)^2] = (tf'_x)^2 + (tf'_y)^2$, можем записать:

$$\Delta x = tf'_x, \quad \Delta y = tf'_y. \qquad (10\text{-}9)$$

Из рис. 10-2 видно, что если значение t выбрать слишком большим, то возникает опасность «проскочить» подходящую точку M_1 и попасть в точку M'_1. Однако при слишком малых t процесс продвижения к экстремуму замедляется. Следует выбирать такое t, которое является наименьшим из корней уравнения $df/dt = 0$. Если в новой точке (x_1, y_1) не достигнут экстремум, то цикл повторяется.

Пример 10-2. Требуется минимизировать функцию $f = (x - y)^2 = x^2 + y^2 - 2xy$. Сразу видно, что $f_{min} = 0$ и прямая $x = y$ дает все решения уравнения $f = 0$, но пример удобен тем, что на нем легко проследить быстрое уменьшение функции.

Выберем координаты начальной точки $M_0: x_0 = 1;\ y_0 = 0$. Частные производные в точке M_0

$$f'_x = 2x_0 - 2y_0 = 2, \quad f'_y = 2y_0 - 2x_0 = -2.$$

Приращения аргумента согласно (10-9)

$$\Delta x = 2t,\ \Delta y = -2t.$$

Координаты точки M_1:

$$x_1 = x_0 - \Delta x = 1 - 2t,\ y_1 = y_0 - \Delta y = 2t,$$

$$f_1 = (1 - 2t)^2 + (2t)^2 - 2(1 - 2t)\cdot 2t = 16t^2 - 8t.$$

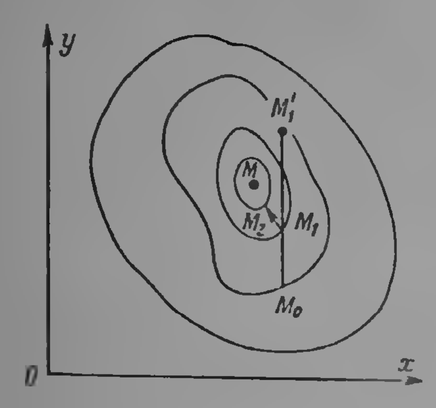


Рис. 10-2. Градиентный метод отыскания экстремума

Составляем производную и приравниваем ее нулю:

$$\frac{df}{dt} = 32t - 8 = 0,$$

откуда $t = 0{,}25;\ x_1 = 0{,}5;\ y_1 = 0{,}5;\ f_1 = 0$.

Соотношения (10-5)—(10-9), полученные выше для определения экстремума функции двух переменных, распространяются с соответствующими изменениями на определение экстремума функции любого большего числа переменных. Во всех случаях применения градиентного метода Коши оптимизируемая функция должна быть дифференцируемой и выпуклой. При отсутствии выпуклости локальный экстремум может быть ошибочно принят за глобальный. Чтобы избежать ошибки, необходимо решать задачу несколько раз, начиная с различных точек функции.

При наличии ограничений задача сильно усложняется. Оптимизируемую функцию f приходится в этом случае заменять функцией f^*, включающей в себя кроме исходной функции f все ограничения, умноженные на соответствующий множитель Лагранжа. Если ограничения имеют вид неравенств или на переменные наложено требование неотрицательности, то исходные ограничения должны быть преобразованы и дополнены новыми, как это отмечалось при описании метода Лагранжа.

В связи с этим усложнениями на практике уже при небольшом числе ограничений градиентный метод применяют в упрощенном виде. Чаще всего ограничения вначале не учитывают. Когда при испытании на очередном шаге обнаруживается, что ограничения не выполняются, то возвращаются назад на некоторое расстояние от данной точки и затем снова продвигаются к цели внутри допустимой области.

Для ускорения поиска, вычисляя градиент для очередного шага, продолжают двигаться вдоль этого градиента, пока не выяснится, что приближение к оптимуму прекратилось. Тогда метод называется методом крутого восхождения (в случае максимизации функции) или наискорейшего спуска (при минимизации).

Слишком большие трудности, возникающие нередко при определении градиента, вынуждают применять метод Гаусса—Зейделя (релаксационный), который состоит в поочередном изменении каждого параметра, совершаемом с помощью пробных шагов.

Простейшей модификацией релаксационного метода является отыскание экстремума по одному из аргументов любым методом, затем переход к отысканию экстремума по другому аргументу при фиксированном экстремальном значении первого и т. д. Для ускорения процесса (если классические методы поиска экстремума по каждому аргументу невозможны) могут быть сделаны пробные шаги по каждой из независимых переменных, и движение к экстремуму начинается с того аргумента, который вызывает наи-

большее изменение функции. Применение релаксационных методов требует, как и в случае градиентных, проверки ограничений на каждом шаге или через несколько шагов.

4. **Линейное программирование.** Методы линейного программирования предназначены для определения экстремума в задачах, где все переменные в выражениях целевой функции и ограничений имеют показатель степени 1.

При некоторых условиях к задаче линейного программирования можно привести (ценою известных усложнений) задачу с нелинейными связями. Поэтому для оценки возможностей оптимального проектирования электрических машин целесообразно ознакомиться с аппаратом линейного программирования. Решение простейших задач линейного программирования допускает удобную геометрическую интерпретацию.

Пример 10-3. (Заимствован из книги Р. О. Фергюсона и Л. Ф. Сарджента «Линейное программирование»). Максимизировать функцию $F = 3x + 2y = \max$, при ограничениях $x + 2y \leqslant 24$, $2x + y \leqslant 30$, $x \leqslant 12$.

Все переменные неотрицательные. Решение может быть получено графически в системе координат xOy (рис. 10-3).

В связи с требованием неотрицательности переменных все точки (x, y), которые соответствуют допустимым решениям, расположены выше оси x и правее оси y.

Ограничению $x + 2y \leqslant 24$ удовлетворяют точки, расположенные слева от прямой $x+2y=24$. Аналогично остальным ограничениям удовлетворяют точки, расположенные слева от прямых $2x + y = 30$ и $x = 12$.

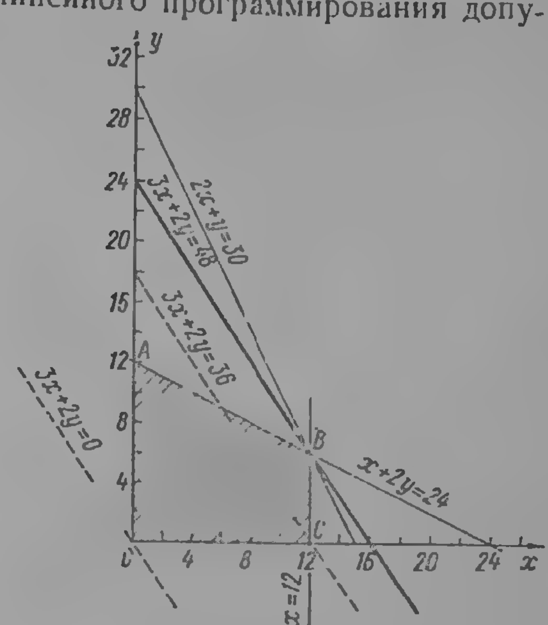


Рис. 10-3. Решение оптимизационной задачи методом линейного программирования

Заштрихованный многоугольник $OABC$ представляет собой область допустимых решений. Точки (x, y), удовлетворяющие одновременно всем ограничениям (включая требование неотрицательности), расположены внутри и на границах этого многоугольника.

При любом фиксированном значении функции $F = 3x + 2y$ ее можно изобразить прямой линией. Придавая F ряд произвольных значений, получим семейство параллельных прямых, но только те из них соответствуют допустимым решениям, которые проходят через многоугольник $OABC$. Максимальное значение F соответствует той из принадлежащих многоугольнику $OABC$ прямых, которая наиболее удалена от начала координат. Она проходит через вершину B многоугольника, имеющую координаты $x = 12$, $y = 6$. Следовательно, $F_{max} = 48$.

Для функции трех переменных геометрическая интерпретация приводит к многограннику допустимых решений в системе координат xyz. Все грани этого многогранника расположены в плоскостях, которые соответствуют ограничениям, если в последних заменить знак неравенства знаком равенства (подобно тому как все стороны многоугольника $OABC$ принадлежат прямым, которые соответствуют ограничениям в виде строгих равенств). При любом фиксированном значении F ее можно представить плоскостью (подобно тому как функция двух переменных представляется прямой).

Ряду произвольных значений F соответствует семейство параллельных плоскостей. Максимальному и минимальному значениям функции соответствуют плоскости, проходящие через вершины многогранника решений.

Аналогично для функции четырех и более переменных область допустимых решений представляется многогранником в многомерном простран-

стве. При различных фиксированных значениях функции F ее можно представить семейством параллельных гиперплоскостей. И в этом случае F_{max} и F_{min} соответствуют гиперплоскостям, проходящим через вершины многогранника решений.

Из различных методов линейного программирования наиболее универсальными являются симплексный метод и метод разрешающих множителей. Применение первого продемонстрируем на решении примера 10-3.

1. Ограничения, заданные в виде неравенств, приводим к равенствам, для чего вводим вспомогательные переменные w_1, w_2, w_3. Получим

$$x + 2y + w_1 = 24,\ 2x + y + w_2 = 30,\ x + w_3 = 12.$$

Оптимизируемую функцию F перепишем, дописав вспомогательные переменные с нулевыми коэффициентами:

$$F = 3x + 2y + 0 \cdot w_1 + 0 \cdot w_2 + 0 \cdot w_3 = \max.$$

2. Чтобы получить исходное решение, выделим в каждом ограничении переменную, которой нет в других ограничениях и которая имеет коэффициент 1. Этим требованиям всегда удовлетворяют вспомогательные переменные *, которые составляют «базис» (см. первую симплекс-таблицу в табл. 10-1).

Таблица 10-1

Симплекс-таблицы для примера 1-3

Коэффициенты C_j при переменных функций			3	2	0	0	0	Свободный [redacted] ограничений
Номер симплекс-таблицы	Базис: Переменные, вошедшие в базис	Базис: Оценка C_j базисных переменных	x	y	w_1	w_2	w_3	
1	w_1	0	1	2	1	0	0	24
	w_2	0	2	1	0	1	0	30
	w_3	0	1	0	0	0	1	12
	Индексная строка $\theta = C_j - \Sigma C_j k$		3	2	0	0	0	0
2	w_1	0	0	2	1	0	−1	12
	w_2	0	0	1	0	1	−2	6
	x	3	1	0	0	0	1	12
	Индексная строка $\theta = C_j - \Sigma C_j k$		0	2	0	0	−3	−3[redacted]
3	y	2	0	1	1/2	0	−1/2	6
	w_2	0	0	0	−1/2	1	−3/2	0
	x	3	1	0	0	0	1	12
	Индексная строка $\theta = C_j - \Sigma C_j k$		0	0	−1	0	−2	−48

Все небазисные переменные принимаются равными нулю. Поэтому первое допустимое решение получаем сразу, записав в первую симплекс-таблицу все ограничения. Из таблицы видим: $w_1 = 24$; $w_2 = 30$; $w_3 = 12$.

3. Полученные решения проверяем на оптимальность (табл. 10-1). С этой целью подсчитываем для каждого столбца симплекс-таблицы разность $\theta = C_j - \sum c_j k$. Вычитаемое $\sum c_j k$ является суммой попарных произведений оценки c_j базисной переменной и коэффициента, проставленного в соответствующей строке данного столбца. Уменьшаемое C_j есть оценка

* Если исходные ограничения заданы в форме строгих равенств, то вспомогательные переменные не нужны. В этом случае вводят так называемые искусственные переменные.

переменной данного столбца, проставленная в верхней части симплекс-таблицы.

Разность θ характеризует прирост функции F, если ввести в решение небазисную переменную данного столбца, придав ей значение 1 вместо 0. Для столбца x имеем $\theta = 3 - (0 \cdot 1 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 1) = 3$. Аналогично для столбца y получим $\theta = 2$, для всех остальных столбцов $\theta = 0$.

Присутствие в индексной строке первой симплекс-таблицы положительных θ указывает на то, что решение еще не экстремально и значение функции F может быть увеличено.

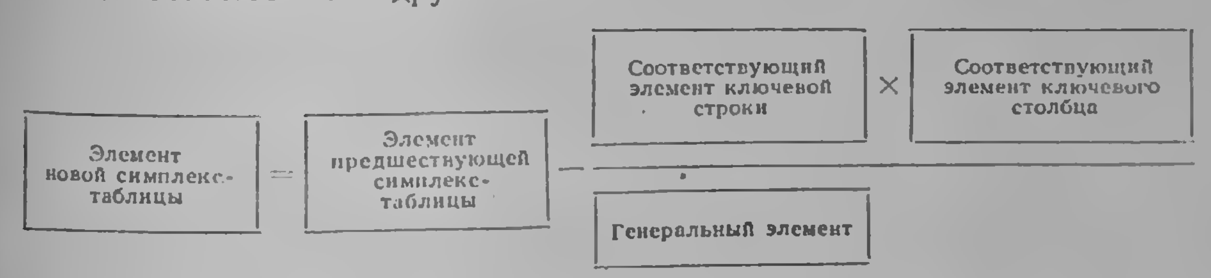
4. Для улучшения решения необходимо ввести в базис новую переменную и вывести из него одну из тех, которые ранее были базисными. В качестве переменной, вводимой в базис, выбирают ту, для которой θ имеет наибольшее значение. Соответствующий столбец называется ключевым. В данном случае следует ввести в базис переменную x. Выбор переменной, которую следует вывести из базиса, производится следующим образом. Находят частные от деления проставленных в последнем столбце симплекс-таблицы свободных членов на положительные коэффициенты ключевого столбца, проставленные в соответствующей строке. Из базиса выводят ту переменную, которая находится в строке с наименьшим значением частного. Соответствующая строка называется ключевой (выведение из базиса переменной, которой соответствует наименьшее из частных, автоматически обеспечивает неотрицательность переменных).

В нашем примере сравниваются частные $\frac{24}{1}$; $\frac{30}{2}$; $\frac{12}{1}$. Наименьшее значение частного находится в строке базисной переменной w_3. Следовательно из базиса должна быть выведена переменная w_3. Элемент таблицы, который находится на пересечении ключевой строки с ключевым столбцом, называется генеральным. В нашем примере генеральный элемент первой симплекс-таблицы 1.

Для преобразования первой симплекс-таблицы в следующую необходимо:

а. Разделить все элементы ключевой строки на генеральный элемент и результат проставить в соответствующем месте новой симплекс-таблицы. Одновременно в этой строке (в левой части новой симплекс-таблицы) проставить новую базисную переменную и ее оценку c_j.

б. Рассчитать все другие элементы симплекс-таблицы по схеме:



5. Новый базис (w_1, w_2, x) представляет собой новое решение ($w_1 = 12$, $w_2 = 6$, $x = 12$), которое аналогично предыдущему проверяется на оптимальность по значению θ. Присутствие в индексной строке второй симплекс-таблицы положительных θ указывает, что необходимо дальнейшее улучшение решения. Преобразование второй симплекс-таблицы в третью производится так же, как и ранее.

6. В базисе третьей симплекс-таблицы оказались переменные $x = 12$, $y = 6$, $w_2 = 0$. В индексной строке положительные θ отсутствуют. Следовательно, полученное базисное решение соответствует оптимуму. Найденное решение совпадает с тем, которое было получено ранее графически.

Процедура симплекс-метода автоматически исключает из рассмотрения все недопустимые решения, при которых ограничения не выполняются. Как показано выше, оптимальное решение соответствует одной из вершин многогранника. Но так как переход от одной симплекс-таблицы к другой

осуществляется только в направлении оптимума, из рассмотрения автоматически выпадает большое множество вершин, где существование оптимума невозможно.

Линейное программирование весьма удобно для машинной реализации и позволяет решать экстремальные задачи, содержащие сотни переменных и ограничений.

5. Выпуклое программирование. Если переменные в выражении оптимизируемой функции или ограничениях имеют показатель степени, отличный от единицы, то множество допустимых решений может оказаться невыпуклым, а конечность его крайних точек не обязательна. В этом случае экстремум не может быть найден перебором крайних точек (в отличие от задач линейного программирования).

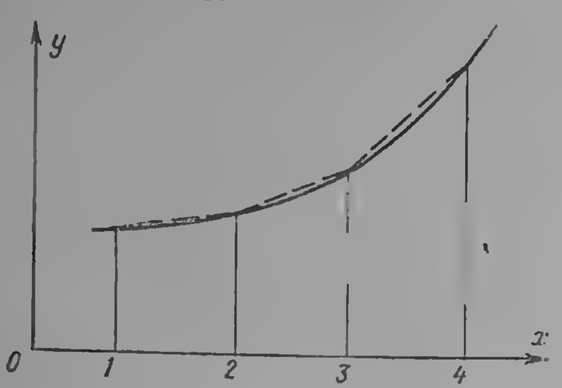


Рис. 10-4. Замена кривой ломаной линией в задаче выпуклого программирования

В настоящее время для нелинейных задач еще нет общего метода определения экстремума, но в частном случае, когда множество допустимых решений выпукло, нелинейная задача может быть аппроксимирована с любой степенью точности задачей линейного программирования. С этой целью кривая $f_i(x_i)$ на рис. 10-4 заменяется вписанной в нее ломаной.

Ниже этот прием используется для оптимизации пазовой геометрии электрических машин, поэтому подробное его описание здесь не приводится.

6. Динамическое программирование. Этот метод представляет собой многошаговый процесс выбора решения. На каждом шаге из множества допустимых решений выбирается такое, которое является оптимальным с точки зрения конечной цели.

Метод динамического программирования применим только к задачам, которые сводятся к переводу системы из одного состояния в другое, причем этот перевод может быть осуществлен как многошаговый. К задачам этого рода относятся, например, выбор траектории ракеты с целью минимизировать расход горючего, выбор последовательности обработки деталей на нескольких станках, минимизирующий общий расход времени на обработку и прочие. При некоторых условиях задача проектирования также может быть представлена как многошаговая.

Таблица 10-2

Условия задачи динамического программирования

Количество единиц ресурса (k)	Отдача $f(k)$		
	Объект 1 $f_1(k)$	Объект 2 $f_2(k)$	Объект 3 $f_3(k)$
1	2	3	2
2	4	4	4
3	7	5	8
4	8	7	11
5	12	9	14

Многошаговое представление позволяет заменить решение сложной задачи многократным решением относительно простой задачи.

Состояние системы характеризуется фиксированным набором параметров. В результате решения, принятого на очередном шаге, численное значение этих параметров изменяется. Идею метода можно проследить на следующем примере.

Пример 10-4. Ресурс в количестве 5 единиц требуется распределить с наибольшей отдачей между тремя объектами. Отдача $f_i(k)$, получаемая на отдельных объектах, приведена в табл. 10-2.

Задача решается за два шага. На первом шаге отыскивается наилучшее распределение ресурса между объектами 1 и 2 (объект 3 не учитывается). Решение находим с помощью табл. 10-3. Вдоль каждой диагонали табл. 10-3

Таблица 10-3

1-й шаг

Объект 2		Объект 1: Ресурс (k) →	0	1	2	3	4	5
Ресурс (k)	Отдача $f_2(k)$	Отдача $f_1(k)$ →	0	2	4	7	8	12
0	0		0	2	4	7*	8	12*
1	3		3*	5*	7*	10*	11	
2	4		4	6	8	11		
3	5		5	7	9			
4	7		7	9				
5	9		9					

общее количество единиц ресурса, направляемых в объекты 1 и 2, остается неизменным, но общая отдача зависит от того, как это количество распределяется между двумя объектами. Клетки, которым соответствует наибольшая отдача вдоль диагонали, отмечены звездочкой. На втором шаге учитываются результаты, полученные на первом. Теперь объекты 1 и 2 рассматриваются как объединенный объект, для которого уже известна наибольшая отдача при разных количествах ресурса (она найдена в результате первого шага). Задача на втором шаге состоит в том, чтобы отыскать наилучшее распределение ресурса между объектом 3, с одной стороны, и объединенным объектом с другой. Решение находим с помощью табл. 10-4. Наибольшая отдача равна 14. Она достигается, если все 5 единиц ресурса направляются в объект 3 или если 4 единицы направляются в объект 3 и одна единица в объект 2.

Таблица 10-4

2-й шаг

Объект 3		Объекты 1 и 2: Ресурс (k) →	0	1	2	3	4	5
Ресурс (k)	Отдача $f_3(k)$	Отдача $f_2(k)$ →	0	3	5	7	10	12
0	0		0	3*	5*	7	10	12
1	2		2	5*	7	9	12	
2	4		4	7	9	11		
3	8		8*	11*	13			
4	11		11*	14*				
5	14		14*					

Опишем решение математически. Обозначим через $F_N(k)$ максимальную отдачу при разделении k единиц ресурса между N объектами.

При распределении между двумя объектами $N = 2$. Можем записать:

$$F_2(k) = \max\ [(f_1(x) + f_2(k - x)].$$

При любом k максимальное значение суммы $f_1(x) + f_2(k - x)$ определяется перебором различных значений x, которые не могут быть больше 5. Получаем:

$$F_2(0) = 0, \ F_2(1) = f_1(0) + f_2(1) = 0 + 3 = 3;$$
$$F_2(2) = f_1(1) + f_2(1) = 2 + 3 = 5;$$
$$F_2(3) = f_1(2) + f_2(1) = 4 + 3 = 7;$$
$$F_2(4) = f_1(3) + f_2(1) = 7 + 3 = 10;$$
$$F_2(5) = f_1(5) + f_2(0) = 12 + 0 = 12.$$

Эти значения являются результатами первого шага (в табл. 10-3 они отмечены звездочками).

На следующем шаге отыскивается максимальная отдача при распределении между тремя объектами:

$$F_3(k) = \max\,[F_2(x) + f_3(k - x)].$$

Максимальное значение суммы $F_2(x) + f_3(k - x)$ определяется, как и прежде, перебором x, причем значения $F_2(x)$ для различных x известны (в табл. 10-4 они указаны в верхней части).

Максимальные значения $F_3(k)$ достигаются при следующих распределениях:

$$F_3(0) = 0; \ F_3(1) = F_2(1) + f_3(0) = 3 + 0 = 3;$$
$$F_3(2) = F_2(1) + f_2(1) = 3 + 2 = 5;$$
$$F_3(3) = F_2(0) + f_3(3) = 0 + 8 = 8;$$
$$F_3(4) = F_2(1) + f_3(3) = 3 + 8 = 11;$$
$$F_3(5) = F_2(0) + f_3(5) = 0 + 14 = 14;$$

или

$$F_3(5) = f_2(1) + f_3(4) = 3 + 11 = 14.$$

Как легко видеть из табл. 10-2, функции отдачи $f_1(x)$, $f_2(x)$, $f_3(x)$ не линейны и не выпуклы, т. е. динамическое программирование допускает действия над функциями произвольного вида.

Для n-шаговой комбинаторной задачи, в которой на каждом шаге нужно принять m решений, при сплошном переборе вариантов потребовалось бы проанализировать m^n решений. Применяя динамическое программирование, достаточно проанализировать только $m \times n$ решений.

Наряду с преимуществами динамическое программирование имеет недостатки: 1) в отличие от линейного программирования отсутствует общий алгоритм, пригодный для разных задач; 2) при большом числе переменных вычисления становятся нереализуемыми даже на ЭВМ (например, при 10 переменных, для каждой из которых используется по 10 дискретных значений, потребовалось бы исследовать 10^{10} узлов).

7. Целочисленное программирование. В задачах целочисленного программирования требуется определить экстремум функции таких переменных, которые должны удовлетворять требованию целочисленности и одновременно неотрицательности. Тривиальным решением является округление результатов, полученных другими способами оптимизации без учета требования целочисленности. Но если результаты выражаются в малых числах, округление недопустимо. Наибольший интерес представляет класс целочисленных задач, в которых переменные принимают значения 1 или 0.

Задачи этого класса позволяют свести некоторые нелинейные задачи к линейным. Покажем это на том же примере, который был приведен выше при описании динамического программирования. Для каждого значения аргумента (количество ресурса, направляемого в определенный объект) известно значение функции отдачи: $f_1(x)$, $f_2(x)$, $f_3(x)$. Так как при умноже-

нии значения аргумента и функции на 1 или 0 функциональная зависимость не нарушается, можем из табл. 10-2 получить табл. 10-5, где x_i $(i = 1, 2, 3, 4, 5)$, y_j $(j = 1, 2, 3, 4, 5)$, z_k $(k = 1, 2, 3, 4, 5)$ могут принимать значения 1 или 0.

Таблица 10-5

К задаче целочисленного программирования

Объект 1		Объект 2		Объект 3	
Единицы ресурса	Отдача	Единицы ресурса	Отдача	Единицы ресурса	Отдача
$1x_1$	x_1	$1y_1$	$3y_1$	$1z_1$	$2z_1$
$2x_2$	$4x_2$	$2y_2$	$4y_2$	$2z_2$	$4z_2$
$3x_3$	$7x_3$	$3y_3$	$5y_3$	$3z_3$	$8z_3$
$4x_4$	$8x_4$	$4y_4$	$7y_4$	$4z_4$	$11z_4$
$5x_5$	$12x_5$	$5y_5$	$9y_5$	$5z_5$	$14z_5$

Максимизируемая функция отдачи запишется в виде:

$$F = 2x_1 + 4x_2 + 7x_3 + 8x_4 + 12x_5 + 3y_1 + 4y_2 + 5y_3 + \\ + 7y_4 + 9y_5 + 2z_1 + 4z_2 + 8z_3 + 11z_4 + 14z_5 = \max. \quad (10\text{-}10)$$

Ограничение, согласно которому общее количество единиц ресурса не должно превышать 5, имеет вид:

$$1x_1 + 2x_2 + 3x_3 + 4x_4 + 5x_5 + 1y_1 + 2y_2 + 3y_3 + \\ + 4y_4 + 5y_5 + 1z_1 + 2z_2 + 3z_3 + 4z_4 + 5z_5 \leqslant 5. \quad (10\text{-}11)$$

Три следующих ограничения выражают условие, согласно которому для каждого из объектов предназначается не более чем одно из возможных 5 значений единиц ресурса:

$$x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 \leqslant 1, \quad (10\text{-}12)$$

$$y_1 + y_2 + y_3 + y_4 + y_5 \leqslant 1, \quad (10\text{-}13)$$

$$z_1 + z_2 + z_3 + z_4 + z_5 \leqslant 1 \quad (10\text{-}14)$$

Система (10-10)—(10-14) является моделью задачи линейного программирования. Ее нужно дополнить ограничениями целочисленности, которые имеют вид:

$$x_i = \begin{cases} 1, & \text{если } i \text{ принадлежит оптимальному варианту,} \\ 0 & \text{в противном случае,} \end{cases}$$

$$y_j = \begin{cases} 1, & \text{если } j \text{ принадлежит оптимальному варианту,} \\ 0 & \text{в противном случае,} \end{cases}$$

$$z_k = \begin{cases} 1, & \text{если } k \text{ принадлежит оптимальному варианту,} \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Алгоритмы, обеспечивающие целочисленные решения, описываются в специальной литературе. Однако до настоящего времени еще не разработан алгоритм, обеспечивающий целочисленное решение задач достаточно большого объема.

Решение данного примера $z_5 = 1$, все остальные переменные равны нулю.

Из описания наиболее распространенных математических методов оптимизации следует заключить, что ни один из них, взятый в отдельности, не дает возможности решить задачу проектирования электрических машин в целом. Однако многие из них могут быть применены для частной оптимизации расчетов электрических машин, когда число независимых переменных не слишком велико.

1/2 15 Заказ 879

10-3. МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ, ПРИМЕНЯВШИЕСЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ СЕРИЙ ДВИГАТЕЛЕЙ А2 И АО2 [10-1, 10-2]

При расчетах серии двигателей А2 и АО2 был успешно применен метод обхода сетки (перебора) с помощью ЭВМ. При этом наряду с вычислительными возможностями ЭВМ использовались ее логические возможности. В качестве критерия оптимальности принимался минимум обобщенной (т. е. приведенной) стоимости двигателя P.

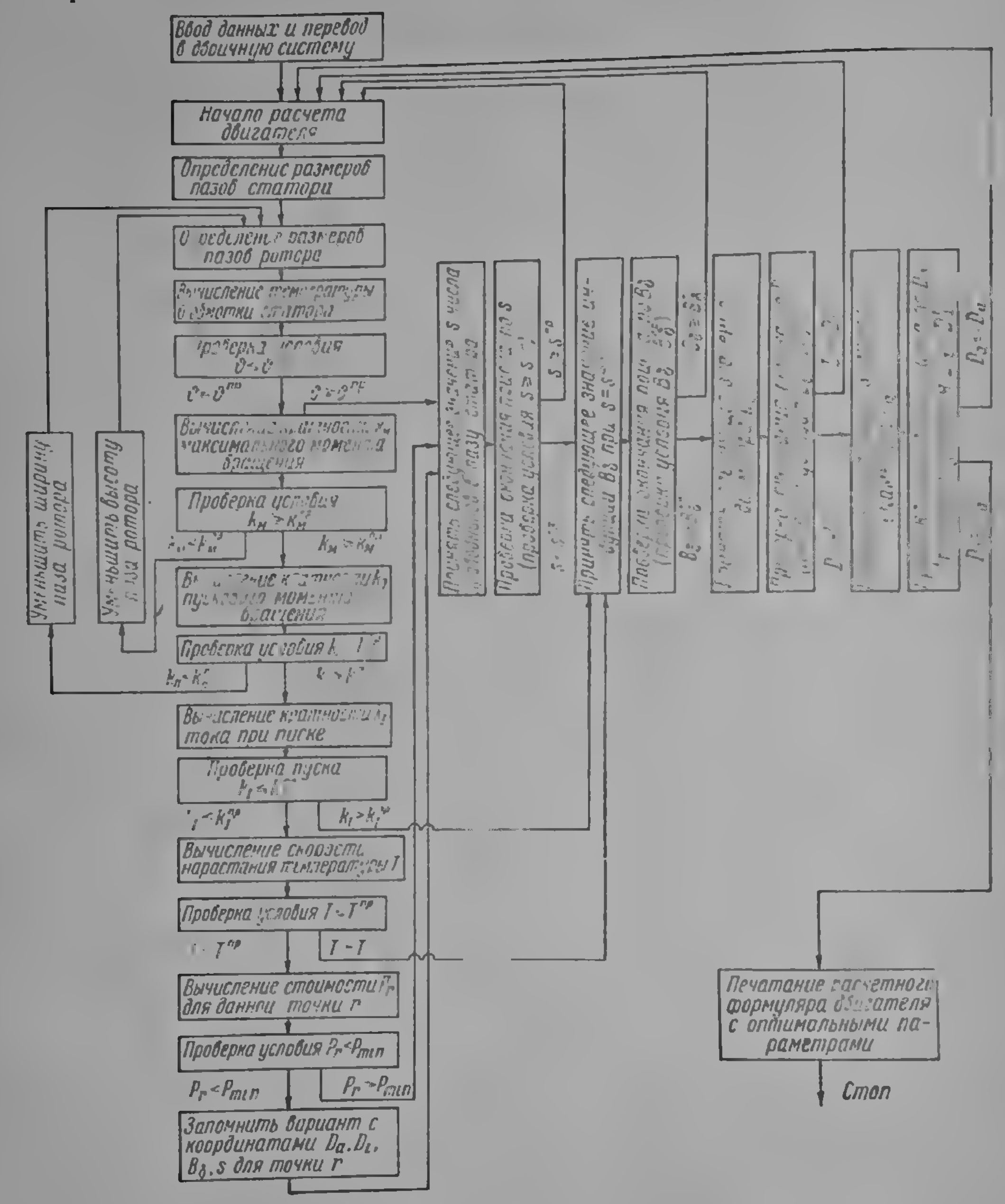


Рис. 10-5. Структурная схема расчета двигателя по методу [10-2]

Структурная схема, приведенная в (10-2) (рис. 10-5), предусматривает варьирование четырех параметров: числа проводников s в пазу статора, индукции B_δ в воздушном зазоре, диаметра расточки статора D_i и внешнего диаметра D_a. Этими параметрами однозначно определяется и длина двигателя l.

В ЭВМ вводятся следующие исходные данные: напряжение, частота, число и сопряжение фаз, полезная мощность, число пар полюсов, число параллельных ветвей, шаг обмотки и обмоточный коэффициент статора, размер воздушного зазора, числа пазов статора и ротора, коэффициент заполнения паза статора, ширина шлица паза статора, уровни индукции

в спинке и зубцах статора, стоимостные данные, таблица диаметров изолированных проводов, полиномы для кривых намагничивания, другие справочные материалы и нормативы.

Для контроля пригодности испытуемых комбинаций в программе задаются пять показателей-лимитеров: 1) предельная кратность $k_м^{пр}$ максимального момента; 2) предельная кратность $k_I^{пр}$ пускового тока; 3) предельная кратность $k_п^{пр}$ пускового момента; 4) предельная температура $\theta^{пр}$ перегрева обмотки статора; 5) предельная скорость нарастания температуры обмотки статора $T^{пр}$.

Задаются также исходные (наибольшие) и предельные (наименьшие) значения варьируемых параметров. По этим данным программа формирует комбинации значений независимых переменных, которые должны подвергаться очередному испытанию.

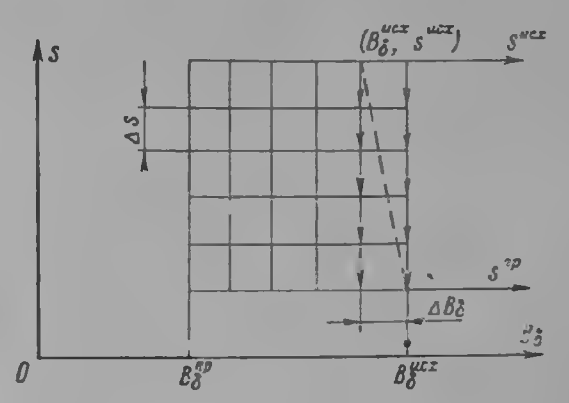


Рис. 10-6. Обход сетки при поиске оптимального варианта [10-2]

Исходя из заданных уровней индукции в спинке и зубцах статора определяются размеры пазов, подсчитываются сечения изолированного паза и с учетом заданного коэффициента заполнения паза, выбирается по сортаменту диаметр обмоточного провода.

Форма и размеры пазов статора определяются с учетом пусковых характеристик (см. блок-схему рис. 10-5).

Комбинации формируются перебором B_δ и s при $D_i = \text{const}$ и $D_a = \text{const}$. Исходной узловой точкой является $(B_\delta^{исх}, s^{исх})$, как показано на рис. 10-6.

В процессе расчета производится сплошной обход сетки (см. рис. 10-6). Для ускорения обхода программа предусматривает условия, при которых машина, обнаружив на данной вертикали «непригодные» точки, следующие за «пригодными», не доходит до точки $s^{пр}$, а сразу переходит в точку $s^{исх}$ соседней вертикали.

Таким же образом осуществляется обход узловых точек сетки для каждого из остальных значений D_i. Когда все значения пройдут испытания при $D_a = \text{const}$, цикл расчетов возобновляется при новом значении D_a.

При проектировании двигателей серий А2 и АО2 испытывались 6 значений D_i и 6 значений D_a (с шагом 2,5%), т. е. обход узловых точек сетки B_δ, s совершался 36 раз.

Из блок-схемы видно, что переход от испытуемой r-й комбинации к следующей совершается не обязательно после завершения всего расчета (т. е. после определения стоимости P_r). Необходимость в полном расчете отпадает, если комбинация не удовлетворяет хотя бы одному из технических требований, определяемых показателями-лимитерами* $\theta^{пр}$, $k_I^{пр}$, $T^{пр}$, что обнаруживается до определения стоимости P_r. Последняя подсчитывается только для тех комбинаций, которые удовлетворяют всем техническим требованиям. Если оказывается, что P_r больше наименьшего значения стоимости P_{min}, найденного для ранее испытанных комбинаций, то очередная r-я комбинация отбрасывается. Если $P_r < P_{min}$, то r-я комбинация запоминается и P_r становится P_{min}.

Увеличение числа независимых переменных до 7 [10-35] требует вследствие резкого возрастания числа расчетов применения метода случайного поиска с самообучением, предложенного С. Е. Даниленко. Этот метод сводится к следующему.

---

* Если $k_м < k_м^{пр}$ или $k_п < k_п^{пр}$, то испытание данного набора значений D_a, D_i, B_δ, s может быть продолжено при измененных размерах ротора.

В n-мерном пространстве отыскивается точка $\overline{x}$ с координатами (x_1, . . ., x_n), которые обращают в минимум функцию обобщенной стоимости F (x_1, . . ., x_n) $\rightarrow$ min при s условиях, определяемых техническими требованиями и имеющих вид $g_k(x_1, \ldots, x_n) \geq 0$, $k = 1, \ldots, S$, и при выполнении требования неотрицательности геометрических размеров и подкоренных выражений.

На начальном этапе испытываются случайные точки $\overline{y}$, пока не будет найдена начальная точка $\overline{x}_0$, принадлежащая допустимой области.

Из точки $\overline{x}_0$ совершаются пробные перемещения $\overline{l}$. Если в результате некоторого заранее установленного числа пробных попыток удается отыскать в допустимой области такую точку $\overline{x}_1$, для которой $F(\overline{x}_1) < F(\overline{x}_0)$, то $\overline{x}_1$ становится отправной точкой для следующих пробных перемещений. В противном случае шаг уменьшается, и поиск новой точки продолжается в окрестности точки $\overline{x}_0$.

По мере накопления информации ЭВМ вырабатывает предпочтительное направление движения. С этой целью машина запоминает m последних точек: $\overline{x}_l$, $\overline{x}_{l-1}$, . . . , $\overline{x}_{l-m+1}$ с соответствующими значениями функции F и вычисляет по полученным данным вектор $\overline{0}$ ($\overline{x}_l$). Последний вместе с вырабатываемым в машине случайным вектором $\overline{\lambda}$ определяет направление очередного пробного перемещения.

В том случае когда лучшую точку удается отыскать, не исчерпав установленного числа пробных попыток, шаг для последующих попыток увеличивается.

Поиск оптимального варианта при семи переменных требует в среднем около 100 пробных расчетов. Но в некоторых случаях возникают затруднения, которые могут намного удлинить поиск. Т. Г. Сорокер приводит трудный случай, когда потребовалось 112 пробных расчетов только при двух варьируемых параметрах.

10-4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ ЭВМ

1. Поиск приемлемого решения. Одной из первых программ такого типа была программа поиска приемлемого варианта гидрогенератора, содержавшая элементы оптимизации [10-31, рис. 1].

В составленной программе по мощности генератора на один полюс $P_н/(2p)$ предварительно определяется полюсное деление τ и по универсальной постоянной, учитывающей переходную реактивность и температуру статора [2-4], вычисляется длина сердечника статора:

$$\tau = 8{,}2\sqrt[4]{\frac{P_н}{2p}},\ м,\quad l_t = 11\,500\frac{P_н}{2p}\frac{1}{\sqrt{x'_d\tau^5}},\ м. \qquad (10\text{-}15)$$

Затем производится проверка размеров по заданному значению махового момента GD^2 и зависимости коэффициента использования от мощности на полюс $C_э = \frac{P}{D^2 l_t n} = f(P_н)$. При этом вводятся первые поправки величин τ и l_t по отклонению GD^2 и $C_э$ от нужных значений.

На основании приближенных зависимостей [2-4] выбираются также размеры ярма и паза статора, линейная нагрузка A (по полюсному делению τ и переходной реактивности x'_d) и число пазов статора z_0.

На данном этапе программы производится окончательный выбор оптимального числа пазов в заданной области поиска ($\pm 10\%$ первоначально выбранного по A, x'_d и τ числа пазов z_0). Для этого каждое возможное число пазов в заданном диапазоне проверяется на степень выполнения определенного критерия, причем эта степень характеризуется известным числом (оценкой). Таких критериев пять.

1. Если число пазов на полюс и фазу дробное $q = b + \frac{c}{d}$ и $3q = k \pm \pm \frac{1}{d}$, где k — целое число, то возможно появление значительных субгармоник поля обмотки статора, вызывающих вибрации с частотой 100 *гц*. Если $3q \pm \frac{1}{d} \neq k$, оценка — единица, в противном случае — нуль.

2. Отклонение $6q$ от целого числа характеризует в известной мере количество перемычек в волновой обмотке. Поэтому разность между отклонением $6q$ от ближайшего целого числа и единицей является оценкой для данного показателя.

3. Разность между отклонением коэффициента укорочения шага от оптимальной величины ($\beta = 0{,}835$), увеличенным в пять раз по практическим соображениям, и единицей является оценкой возможного сокращения шага обмотки. Возможные шаги осуществляются в пределах от единицы до двух третей τ.

4. Раскрой стандартного листа по ширине также оценивается определенным числом. Это единица, если возможно увеличить или уменьшить диаметр сердечника в известных пределах, или разность единицы и пятикратной разницы между хордой сегмента и шириной листа в том случае, когда изменение диаметра не обеспечивает раскроя без отходов.

При проверке данного критерия расчет производится для трех возможных размеров листа. Числа пазов, совсем не удовлетворяющие условиям раскроя, бракуются.

5. С точки зрения чистоты кривой э. д. с. и величины дифференциального рассеяния желательно, чтобы q было не менее двух; выполнение этого условия оценивается единицей, невыполнение — нулем.

Кроме перечисленных условий, число пазов проверяется на условие симметрии обмотки и тому подобные обязательные требования, являющиеся обычными лимитерами. Из всех вариантов чисел пазов выбираются два, сумма оценок для которых является наибольшей. Эта сумма и служит, таким образом, критерием оптимизации.

Дальнейший расчет ведется на основании лимитеров (рис. 10-7). По отклонению от лимитеров вводятся поправки размеров, причем сам способ введения поправок не должен ухудшать свойства машины. Кроме способа введения поправок, важен порядок проверки лимитеров: чем ближе к концу расчета та или иная проверка, тем меньше должно быть возможностей возвращения к самому началу расчета. Приведем несколько примеров.

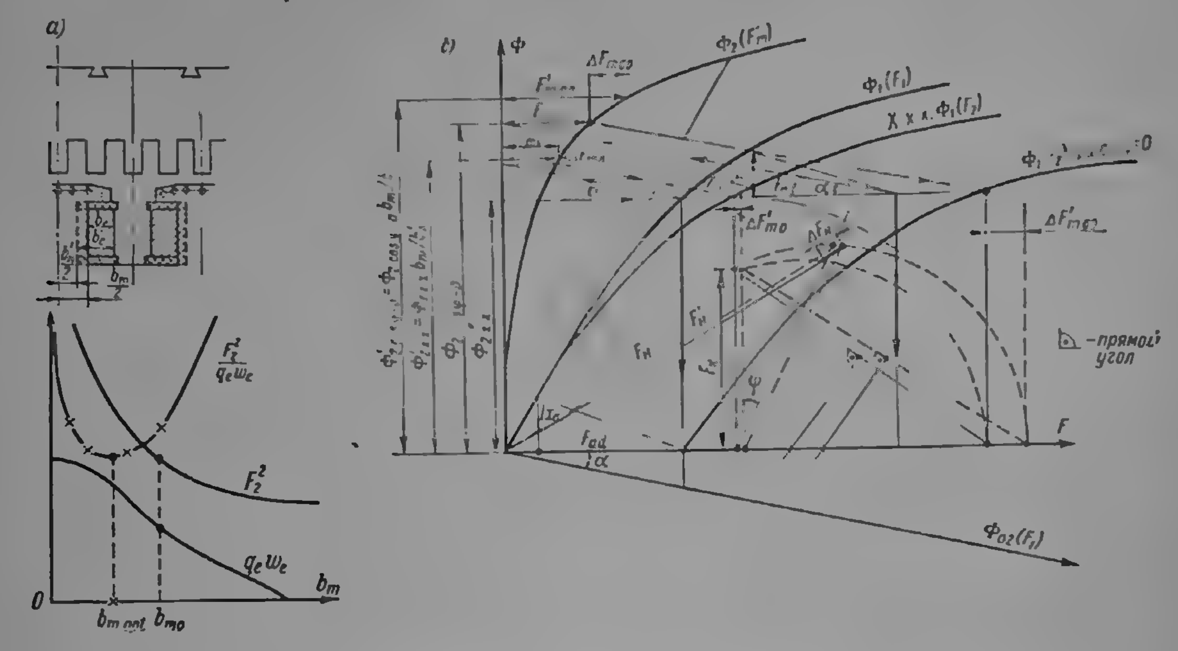
Размеры паза, выбранные по предварительным формулам, уточняются по перепаду температуры в изоляции. Если расчет перепада температуры в изоляции дает величину больше заданной, то увеличивается размер проводника (число проводников вначале выбирается максимальным, а высота проводника минимальной). Если увеличение высоты проводника не дает уменьшения температуры (критическая высота паза), то увеличивается ширина проводника.

При маленьком перепаде температуры в изоляции число проводников уменьшается. После уточнения размеров паза проверяется величина реактивности рассеяния, а по ней — приближенно — величина переходной реактивности. Если рассеяние статора велико, то увеличивается ширина паза и уменьшается его высота, после чего снова проводится расчет температуры при пониженном пазе.

Затем проверяются индукции в статоре, и если они выходят за пределы лимитеров, то вводятся поправки размеров. Если велика или мала индукция в спинке, увеличивается или уменьшается только ее высота, длина машины не увеличивается. Если велика или мала индукция в зубцах, то вначале изменяется величина полюсного башмака в пределах 0,67—0,75 полюсного деления. В том случае когда изменение ширины полюсного башмака не дает эффекта, увеличивается длина сердечника. При необходимости увели-

чения или уменьшения индукции в спинке и в зубцах изменяется длина сердечника.

Только после уточнения размеров статора уточняются индукции и размеры ротора, а также окончательно рассчитывается величина переходной реактивности. Если она получается больше заданной и скомпенсировать разницу уменьшением высоты полюса в пределах 25% не удается, то уменьшается использование машины (линейная нагрузка) и программа возвращается в начало расчета.



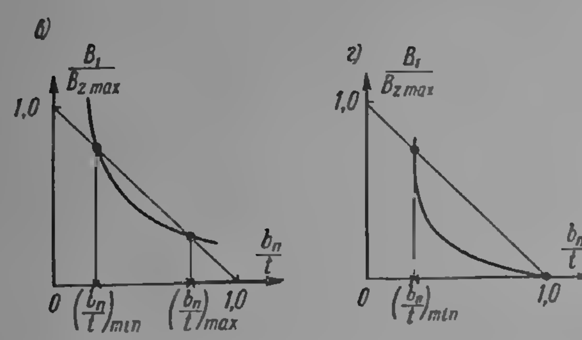


Рис. 10-7. Примеры оптимизации размеров участков магнитной цепи: *а* — к выбору ширины сердечника полюса; *б* — расчет н. с. при варьировании размеров полюса с помощью шведской диаграммы; *в* — определение максимальной индукции в зазоре при $x_п = \text{const}$; *г* — определение максимальной индукции в зазоре при $Q_{Cu\,п} + Q_z \to \min$

Определение размеров активных частей заканчивается расчетом температуры ротора при максимально возможной ширине меди. Если температура превышает заданную, то уменьшается использование; в противном случае ширина меди «подгоняется» до нужного значения. После этого определяются потери и масса активных материалов.

В механическом расчете определяется нужная ширина обода ротора при заданном напряжении и угонной скорости, масса ротора без остова и окончательно — маховой момент. На этом расчет заканчивается.

Программа такого типа представляет возможность использования более или менее точных методов расчета в процедурах оценки и выбора при сохранении общей логической схемы алгоритма, в зависимости от возможностей используемой ЭВМ.

Естественно, что подбор оптимизационных оценок и уточнение логического хода алгоритма потребовали известного «обучения» программы неизбежного в программах такого рода.

2. Допустимый уровень насыщения полюсного сердечника. Допустим, что главные размеры машины заданы по какому-либо критерию так, что есть возможность варьировать индукцию в отдельных участках магнитной цепи, изменяя только их поперечную геометрию. Простейшим примером в данном случае является полюс.

Пусть имеется какой-то вариант машины, удовлетворяющий всем ограничениям (например, с использованием существующих штампов сердечников), и требуется только его улучшение. Ясно, что если начать уменьшать ширину полюса b_m, то за счет этого можно увеличить ширину обмотки и снизить потери в ней, пока повышение насыщения полюсного сердечника не ограничит возможность снижения b_m. Одним из возможных способов: численно, по шведской диаграмме (рис. 10-7, *б*) легко определить изменение н. с. возбуждения от уменьшения ширины полюса. При этом расчетная точка просто перемещается вверх по характеристике $\Phi_2(F_m)$ пропорционально отношению b_m/b_m'. Изменением проводимости рассеяния межполюсного промежутка в первом приближении можно пренебречь. Тогда легко построить (рис. 10-7, *а*) зависимость $Q_e = k\frac{F_2^2}{q_e w_e} = f(b_m)$ или, проще зависимость $\frac{F_2^2}{q_e w_e} = f(b_m)$, которая будет иметь явный минимум, соответствующий минимуму потерь. Из построения $\Delta F_2 = \Delta f(b_m)$ с помощью шведской диаграммы на рис. 10-7, *б* видно, что чем выше $\cos\varphi_н$, тем большее насыщение полюса можно допустить и тем меньше будет его влияние на общую н. с. возбуждения F_2.

При построении нет необходимости пересчитывать характеристику намагничивания полюса $\Phi_2(E_m)$ на новую ширину b_m', достаточно взять на ней точку с потоком $\Phi_2' = \Phi_2 b_m/b_m'$.

Шведская диаграмма в данном случае (см. § 9-2) строится уточненно по частичным характеристикам намагничивания: для статора $\Phi_1(F_{a1} + F_{z1} + F_\delta)$, для полюса $\Phi_2(F_m)$ и характеристике потока рассеяния полюсов $\Phi_{\sigma 2}(F_{a1} + F_{z1} + F_\delta)$. Порядок построения показан на рис. 10-7, *б* стрелками. По характеристике для статора и для полюсов с помощью треугольника короткого замыкания строится точка нагрузочной характеристики при $\cos\varphi = 0$. Увеличение индукции в полюсе сдвигает вправо окружность токов.

Возможна вторая постановка этой задачи: при сохранении сечения обмотки $q_e w_e$ изменять ширину и высоту межполюсного промежутка одновременно с целью минимизации значения реактивности рассеяния. При неизменных потерях решение задачи находится на ограничении по нагреву обмотки возбуждения, если теплоотдающая поверхность — только наружная сторона катушки. Кроме того, в обеих постановках задачи ограничением является возможность регулирования напряжения свыше его номинального значения на 10% без перегрева обмотки возбуждения.

3. Допустимый уровень насыщения статора. Аналогичный метод можно применить для определения допустимого насыщения статора, а также всей машины. Проще всего построение получается, если сокращать длину сердечника и повышать все индукции одновременно. Тогда расчет для статора сводится к определению точки с повышением потоком $\Phi_1' = \Phi_1 l/l_1$ по той же характеристике намагничивания $F_1'(\Phi')$, а для ротора — точки с потоком

$$\Phi_2' = \left[\Phi_1 + \Phi_{\sigma 1}(F_1')\right] l_{t1}/l_{t1}'.$$

Н. с. ротора находится по шведской диаграмме для повышенного в отношении l/l_1 напряжения и номинальной нагрузки. Потери в роторе Q_e' определяются этой новой н. с. F_2' и длиной обмотки $l_e' = l_{л2} + l_t'$:

$$Q_e' = Q_e (F_2'/F_2)^2 \, l_e'/l_e. \tag{10-16}$$

Однако для нахождения минимума потерь необходимо учесть увеличение потерь в зубцах и спинке и уменьшение их в обмотке:

$$\left.\begin{aligned} &(Q_a' + Q_z' + Q_{p0}') = (l/l')^2 (Q_a + Q_z + Q_{p0}),\\ \text{и}\quad &Q_{Cu}' = Q_{Cu}\frac{l_t' + l_л}{l_t + l_л} = Q_{Cu}\left[\frac{l_л}{0{,}5 l_a} + \frac{l_t'/l_t}{1 + \frac{l_л}{l_t}}\right]. \end{aligned}\right\} \tag{10-17}$$

При изменении поперечной геометрии или наружного диаметра вычисления производятся аналогично, ограничениям будут, как и выше, возможность работы с повышенным напряжением и температура статорной и роторной обмоток. Для первой существенным в этом случае является подогрев со стороны сердечника.

4. Максимальная индукция в зазоре. При проектировании магнитной цепи могут рассматриваться различные целевые функции (критерии оптимизации), в зависимости от которых при определенных ограничениях конфигурация магнитной цепи будет также различной. Рассмотрим несколько типичных упрощенных задач. При проектировании естественно добиваться максимального коэффициента использования

$$C_{э.\,max} = 0{,}116 k_{об} A_{max} B_{1max} 10^{-6},$$

достигаемого при максимальном значении индукции в воздушном зазоре

$$B_{1max} = B_{z max} \frac{l_{ef}}{l_t}\left(1 - \frac{b_п}{t}\right), \qquad (10\text{-}18)$$

ограничиваемой максимальной допустимой по условиям регулирования напряжения индукцией в зубцовом слое.

Допустим, что вторым ограничением является значение реактивности рассеяния пазовой части обмотки

$$x_{п\,max} \leqslant \frac{A}{B_1}\,\frac{2h_п t}{\tau b_п}\cdot 10^{-6}; \quad B_{1max} \leqslant \frac{A}{x_{п\,max}}\cdot\frac{2h_п t}{\tau b_п}\cdot 10^{-6}.$$

Из этого следует, что

$$\left(\frac{b_п}{t}\right)_{min} \leqslant \frac{A}{B_1}\,\frac{2h_п}{\tau x_{п\,max}}\cdot 10^{-6}. \qquad (10\text{-}19)$$

Если других ограничений нет, то, подставив (10-19) в (10-18) и превратив неравенство в равенство, получим значение $B_{1\,max}$ в виде корня квадратного уравнения:

$$B_{1max} = \frac{B_{z\,max}}{2}\,\frac{l_{ef}}{l_t}\left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{A_{max}}{B_{z\,max}}\cdot\frac{8h_п}{\tau x_{п\,max}}\cdot 10^{-6}\cdot\frac{l_t}{l_{ef}}}\right). \qquad (10\text{-}20)$$

Это значит, что выполнение ограничения по $x_п$ возможно в двух точках пересечения гиперболы (10-19) с прямой (10-18), как показано на рис. 10-7, *в*, в остальных случаях выполнение ограничения по $x_п$ в виде равенства требует искусственного снижения B_1. Большее значение B_1 соответствует машине с минимальной шириной паза, меньшее — с максимальной шириной паза. Если высота паза при этом не меняется, то первому случаю соответствуют максимальные потери в меди и минимальные потери в зубцах, второму — наоборот. Мнимые корни обозначают невозможность совместного решения уравнений (10-19) и (10-18).

Несколько усложним задачу, предположив, что с изменением ширины паза изменяется и его глубина. Здесь возможны различные зависимости высоты паза от ширины. В случае постоянства площади пазов статора $h_п b_п / t^2 = \text{const} = c_1$, откуда $h_п = c_1 t^2 / b_п$, значения индукции являются корнями кубического уравнения

$$B_1^{3/2} - B_1^{1/2} B_{z\,max}\frac{l_{ef}}{l_t} + \sqrt{\frac{A2c_1 t}{\tau x_п}}\, B_{z\,max}\frac{l_{ef}}{l_t} = 0$$

и, по-существу, соответствуют рис. 10-8, *в*.

Наибольшее значение B_1 будет в этом случае соответствовать наибольшему расходу изоляции и наименьшему перепаду температуры в изоляции, т. е. машине наиболее дорогой, но и обладающей наименьшим весом.

Если взять за ограничение перепад температуры в пазовой изоляции или тепловую нагрузку периметра паза w_2, то высота паза окажется ограниченной снизу:

$$h_п \geqslant \sqrt{\frac{c_2 t}{\frac{b_п}{t}(1 - \Delta i / b_п)}}$$

и

$$\frac{b_п}{t} \approx \left(\frac{2A}{B_1 \tau x_п} \sqrt{\frac{c_2 l}{(1 - \Delta i / b_п)}} \right)^{2/3},$$

что приводит к аналогичному уравнению

$$B_1^{5/3} - B_1^{2/3} B_{z\,max} \frac{l_{cl}}{l_t} + \left(\frac{2A}{\tau x_п} \sqrt{\frac{c_2 l}{1 - \frac{\Delta i}{b_п}}} \right)^{2/3} B_{z\,max} \frac{l_{cl}}{l_t} = 0,$$

но другой степени.

Если добиваться постоянства потерь в пазовой части обмотки

$$\frac{Q_{Cuп}}{P} = \frac{1,42 A \rho l}{k_{об} 2 f \tau B_1 h_п b_п k_з} = \mathrm{const} = c_3, \qquad (10\text{-}21)$$

$$x_п = \frac{A_2}{b_1^2} \frac{1,42 \rho 10^{-6}}{f \tau^2 (b_п/t)^2}; \quad \frac{b_п}{t} = \frac{A}{B_1} \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{1,42 \rho \cdot 10^{-6}}{f x_п}}; \qquad (10\text{-}22)$$

$$B_{1max} = \frac{B_{z\,max}}{2} \frac{l_{cl}}{l_t} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4A}{B_{z\,max}} \frac{\sqrt{1,42 \rho \cdot 10^{-6}}}{\tau \sqrt{x_п}} \frac{l_t}{l_{cl}}} \right). \qquad (10\text{-}23)$$

В этом случае при постоянных потерях в меди пазовой части наибольшее значение B_1 соответствует наибольшему расходу изоляции.

Наконец, если добиваться минимизации суммарных потерь в зубцах и обмотке, $\frac{Q_{Cu\,п}}{P} + \frac{Q_z}{P} \to \min$, то из (2-16) и (2-18), следует:

$$\frac{\partial}{\partial (b_п/t)} \left(k_1 \frac{A\rho}{f \tau B_1 h_п b_п / t} + k_2 \frac{B_1 f^{0,5} h_п}{A \tau} \cdot \frac{1}{1 - b_п/t} \right) = 0$$

и

$$\frac{h_п}{t} = \frac{1}{1 + \frac{B_1}{A} h_п \sqrt{\frac{k_2 f^{1,5}}{k_1 \rho}}}; \quad B_1 = \frac{A}{h_п} \frac{1}{\sqrt{\frac{k_2}{k_1} \frac{f^{1,5}}{\rho}}} \frac{t}{b_п} \left(1 - \frac{b_п}{t} \right). \qquad (10\text{-}24)$$

Совместное решение с (10-18) дает

$$B_1 = \frac{-A}{h_п \sqrt{\frac{k_2}{k_1} \frac{f^{1,5}}{\rho}}} + B_{z\,max} \frac{l_{cl}}{l_t}. \qquad (10\text{-}25)$$

Этот результат показан на рис. 10-7, *г*. Поочередное получение экстремумов для потерь в статоре и роторе путем уточнения размеров зубцовой зоны и полюса позволяет получить минимум потерь, обусловленных в целом размерами магнитной цепи.

5. Оптимизация насыщения магнитной цепи по значению переходной реактивности. При проектировании явнополюсных синхронных машин величина x_d' для генераторов и двигателей ограничивается сверху по условиям обеспечения динамической устойчивости или поддержания определенного уровня напряжения при набросах нагрузки. Для простоты рассмотрим только второй случай. Известно, что насыщенное значение переходной реактивности меньше ненасыщенного вследствие насыщения путей потоков рассеяния, а также что насыщение главной магнитной цепи уменьшает провал напряжения при набросе нагрузки.

В рамках линейной теории синхронной машины при подключении к ее зажимам некоторой индуктивности $x_э$ или, что то же самое, резком набросе реактивного тока Δi_d, провал напряжения на зажимах машины, работавшей в режиме холостого хода,

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{x_d'}{x_d' + x_э} = \Delta i_d x_d' \qquad (10\text{-}26)$$

и, если машина до наброса была нагружена током i_{d0}, то

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{x_d}{x_d' + x_э}\left(1 + \frac{x_э i_{d0}}{U_0}\right). \tag{10-27}$$

Снижение провала напряжения на зажимах до требуемой величины влечет за собой снижение x_d', а следовательно, и A, что приводит к увеличению габаритов машины. Для машин, «в которых» рабочая точка лежит на восходящей ветви кривой к. п. д., это означает одновременное снижение к. п. д. Поэтому целесообразно вместо уменьшения A и увеличения габаритов повысить уровень индукций, уменьшив, например, длину сердечника и

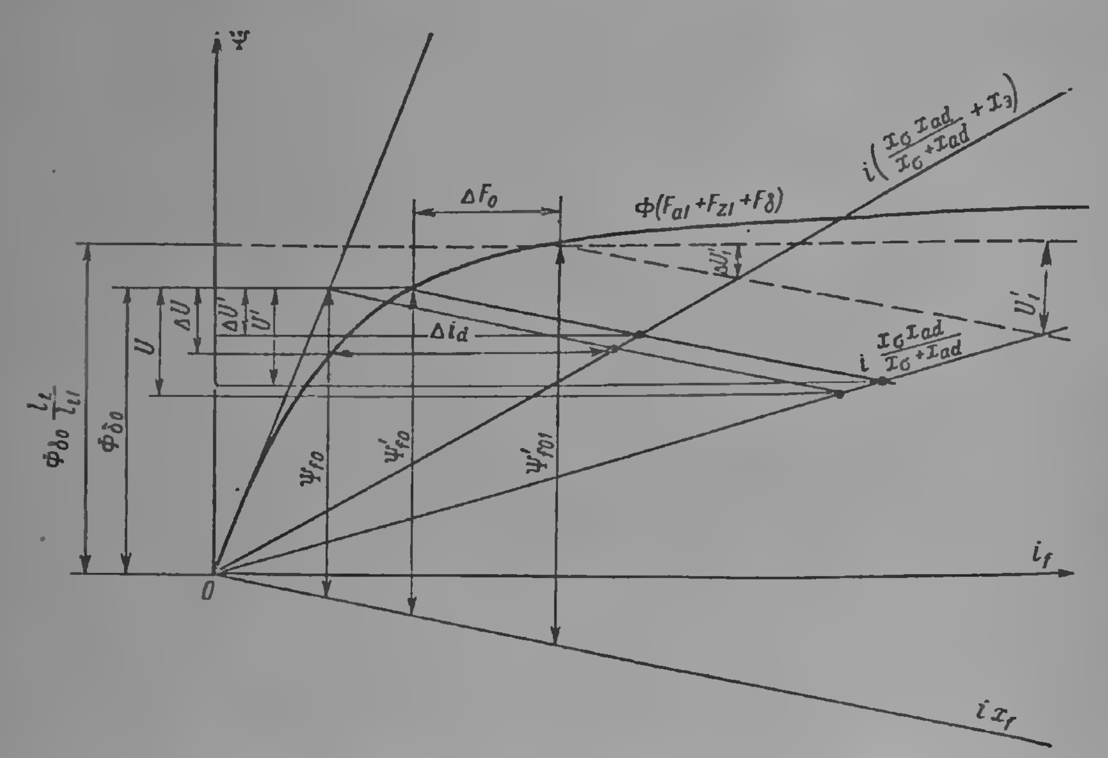


Рис. 10-8. Определение уровня насыщения, необходимого для уменьшения провалов напряжения при набросах нагрузки

снизив ненасыщенную реактивность рассеяния пазовых частей пропорционально длине, а кроме того, уменьшив провал напряжения за счет увеличения насыщения главной магнитной цепи.

Определение провала напряжения при набросе нагрузки, равно как и тока короткого замыкания, с учетом насыщения (см. гл. 9) хорошо иллюстрируется диаграммой рис. 10-8.

Полное напряжение в момент подключения реактивности $x_э$ распределяется между внутренней и внешней реактивностями цепи статора, как показано на рис. 10-8, и отношение $\Delta U/U$ дает искомую величину провала напряжения. С учетом насыщения величина ψ_{f0} определяется не по прямолинейной части характеристики намагничивания, а по реальной кривой $\Delta U'/U'$.

Увеличение индукции в магнитной цепи путем, например, укорочения сердечника по диаграмме оценивается крайне просто: за расчетный режим принимается режим с потоком, увеличенным обратно пропорционально отношению длин. Как видно из диаграммы, в данном примере провал напряжения существенно уменьшается (даже без учета насыщения путей рассеяния).

Увеличение н. с. холостого хода ΔF_0 и полной н. с. $\Delta F_н$ при этом вызывает рост плотности тока ротора и потерь на возбуждение, который можно

оценить, определив с помощью диаграммы, как и выше, плотность тока в обоих случаях $j_2(F_н)$ и $j_2'(F_н')$, изменение потерь на возбуждение

$$\frac{\Delta Q_e}{P} = \frac{Q_e}{P}\left[\frac{j_2 B_\delta}{j_2 B_\delta'}\left(1 + \frac{l_л}{l_i}\right) - 1\right] \qquad (10\text{-}28)$$

и потерь в стали

$$\frac{\Delta Q_{Fe}}{P} = \frac{Q_{Fe}}{P}\left[\frac{B_\delta'}{B_\delta} - 1\right], \qquad (10\text{-}29)$$

а также проверив ограничения по нагреву.

Если критерием оптимизации является приведенная стоимость, то необходимо учесть уменьшение стоимости материалов пазовой части машины при повышении насыщения.

Окончательное решение о способе снижения переходной реактивности и провала напряжения при набросе нагрузки принимается в результате сравнения изменения относительных масс и стоимостей материалов и потерь при снижении линейной нагрузки A и при повышении индукции B_1 (и насыщения магнитной цепи). В ряде случаев, особенно с учетом уменьшения реактивностей рассеяния, второй способ может оказаться более рациональным. Он бесспорно рационален, если требуется относительно слабо снизить x_d и $\Delta U/U$ в какой-либо из серийных машин.

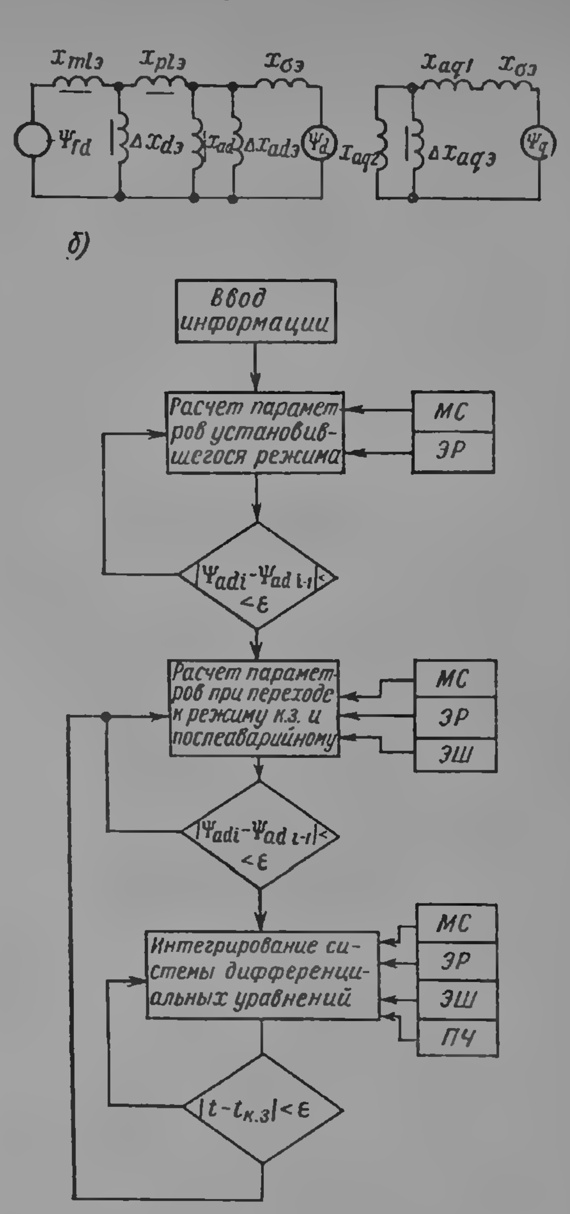


Рис. 10-9. Эквивалентная схема для расчета устойчивости (*а*) и структурная схема программы расчета (*б*) для решения задачи оптимизации параметров и выбора уровня насыщения по критерию устойчивой работы в системе

6. Оптимизация параметров гидрогенераторов с помощью ЭВМ. Более сложные задачи оптимизации магнитной цепи уже с трудом поддаются решению элементарными средствами, так как возрастает число переменных и расчет требует более точных методов. Одна из первых попыток такого рода [9-2] была предпринята в направлении оптимизации параметров по условиям устойчивости (работа проводилась совместно с С. В. Смоловиком). Рассматривался гидрогенератор, работающий параллельно с электрической системой. Его насыщенная магнитная цепь представлялась схемой замещения рис. 9-18, которая описывается уравнениями Парка—Горева с переменными коэффициентами. Преобразование этой схемы приводит к схеме рис. 10-9, *а*. Рассчитывается устойчивость при типовом нарушении режима — несимметричном коротком замыкании различной продолжительности с последующим отключением, определяются значения угла δ, момента, токов и напряжений, различные параметры регулирования возбуждения и различные уровни насыщения участков магнитной цепи. Последнее учитывается при расчете параметров схемы рис. 9-18 с помощью частичных характеристик

намагничивания ветвей схемы замещения. Структурная схема программы приведена на рис. 10-9, *б*. Она состоит из трех основных блоков: расчета параметров установившегося режима, расчета параметров при переходе к режиму короткого замыкания и послеаварийному режиму, интегрирования системы дифференциальных уравнений. Эти блоки обслуживаются процедурой расчета магнитного состояния машины *МС*, процедурой расчета эквивалентных реактивностей *ЭР*, процедурой расчета эквивалентного шунта *ЭШ* и процедурой расчета правых частей дифференциальных уравнений *ПЧ*. Путем последовательных приближений определяются параметры предшествовавшего аварии режима и параметры режимов после резкого изменения магнитного состояния машины: короткого замыкания и его отключения. При этом $\Psi_{f0} = \text{const}$.

Расчет электромеханического переходного процесса производится в предположении, что на достаточно малом интервале магнитное состояние не меняется: его изменение учитывается один раз в конце интервала. Эта методика позволяет путем варьирования конфигурации магнитной цепи получить ее оптимальные размеры с точки зрения устойчивости и выбрать экономически обоснованный уровень насыщения с учетом заданного к. п. д. при неизменных главных размерах. Результаты уже проведенных расчетов показывают, что гидрогенераторы с относительно более насыщенной магнитной цепью обладают преимуществами по динамической устойчивости, причем насыщение полюсной системы, особенно ее путей рассеяния, позволяет улучшить параметры с наименьшими затратами.

Дальнейшее усовершенствование описанной программы потребовало уточнения методов расчета магнитной цепи путем решения задачи Пуассона для плоского поля в поперечном сечении машины с учетом конечного переменного значения магнитной проницаемости $\mu = f(B)$. Был принят метод, используемый в [10-38], где для удобства вводится понятие удельного магнитного сопротивления

$$\nu = 1/\mu = f_1(B). \tag{10-30}$$

Задача решается при следующих допущениях:

а. Магнитный материал полагается изотропным, явлениями гистерезиса и поверхностным эффектом при расчетах стационарного поля пренебрегаем.

б. Поле считается плоско-параллельным по всей длине машины; торцевой эффект учитывается обычными методами.

в. Цилиндрическая область заменяется областью в виде прямоугольника. Для гидрогенераторов это не ведет к существенным погрешностям. На область накладывается неравномерная прямоугольная сетка. Границы участков магнитной цепи, не совпадающие с линиями сетки, заменяются ступенчатыми линиями, совпадающими с границами ячеек сетки.

Задаются границы участков области, занятые сталью, границы обмоток и значения токов в обмотках. В качестве нулевого приближения в ячейках сетки задается либо постоянное значение μ либо значения μ, полученные из предыдущего расчета и принимаемые постоянными. Значения вектора-потенциала **A** в узлах сетки при постоянном μ определяются путем решения системы конечно-разностных уравнений для четырех соседних узлов. В связи с нелинейной зависимостью μ от B принят итерационный экстраполяционный метод Либмана [10-37]. После осуществления итераций по всей области определяется индукция во всех ячейках сетки и вводится поправка $\mu(\nu)$ по полученным значениям индукции в соответствии с кривой намагничивания. Для ускорения сходимости применяется метод, базирующийся на интеграле полного тока вида

$$\oint_l H dl = \oint_l \nu B\, dl \tag{10-31}$$

для всех областей, занятых токов.

Относительная невязка

$$\delta_i = \left(\oint_l \nu B\, dl/I\right) - 1 \qquad (10\text{-}32)$$

вводится в качестве поправки к значениям вектора-потенциала во все узлы рассматриваемой области, занятой током. Уменьшение δ_i может служить признаком достижения требуемой точности.

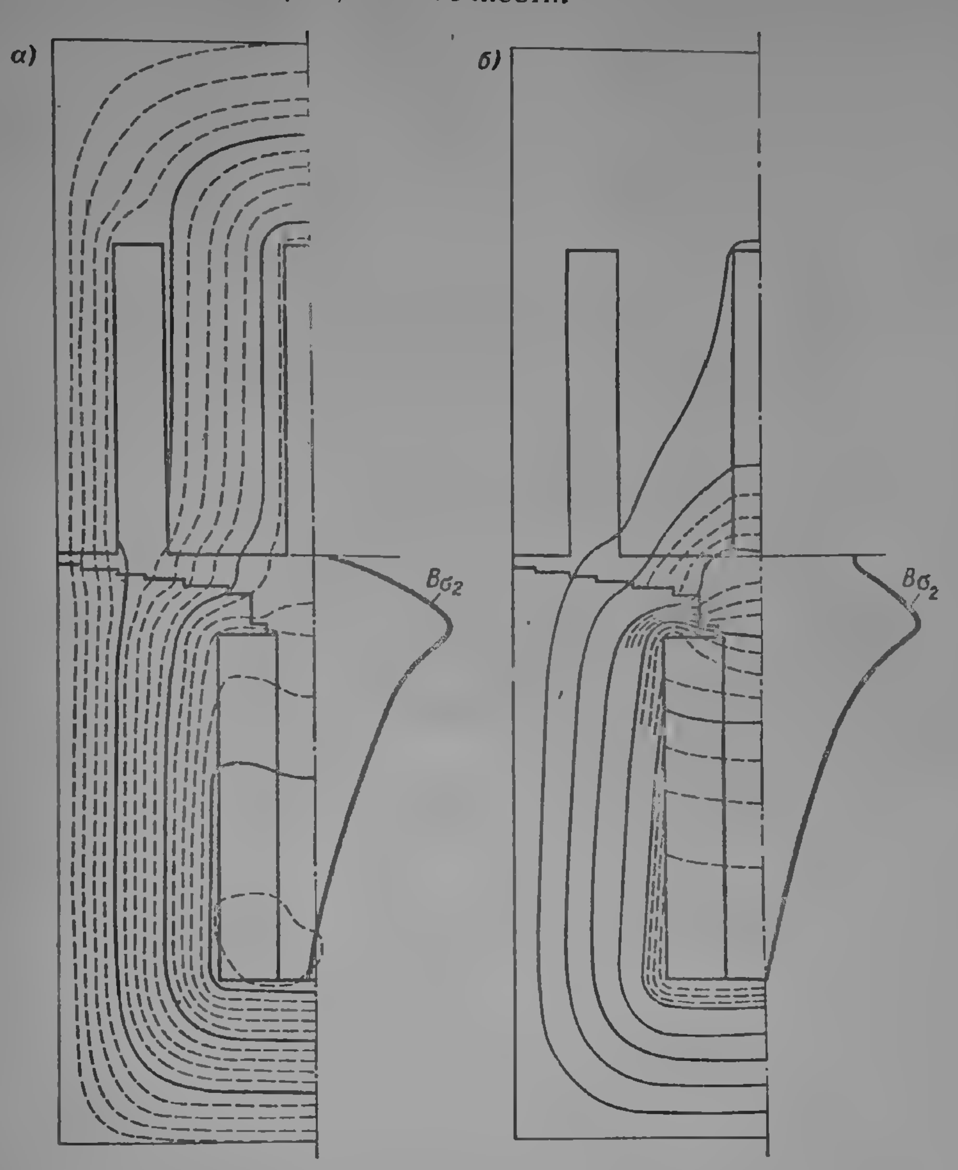


Рис. 10-10. Картины поля при холостом ходе (а) и коротком замыкании (б), полученные с помощью численного решения уравнения Пуассона для плоского поля в поперечном сечении магнитной цепи гидрогенератора

Основной трудностью при реализации такого рода вычислительных процессов является колебательная неустойчивость решения, возникающая при сильной нелинейности. Для подавления этой неустойчивости вводится коэффициент замедления при вычислении ν_{n+1} на очередной итерации:

$$\nu_{i+1} = \nu_i + \varkappa\,[\nu(B_{i+1} - \nu_i)]. \qquad (10\text{-}33)$$

Практика расчетов показывает, что неустойчивости удается избежать при $\varkappa \leqslant 0{,}2$. Так как увеличение числа итераций по ν компенсируется достижением практически монотонной сходимости, затраты времени не возрастают. В конце расчета получаются значения вектора-потенциала, ν/μ) и индукции для всех узлов и ячеек сетки. Интегрируя вектор-потенциал

или составляющие индукции, получаем потокосцепления и индуктивности, а интегрируя напряженности, получаем н. с. отдельных участков цепи. На рис. 10-10 показаны картины поля для случая холостого хода и короткого замыкания при относительно высоком уровне насыщения. Заметно, что индукция в сердечнике полюса распределена неравномерно по ширине: к краям полюс более насыщен потоком рассеяния, что следует учесть при построении уточненной эквивалентной схемы.

В первую очередь из путей рассеяния насыщаются края полюсного башмака. Вообще же картина распределения магнитного поля в междужелезном пространстве только при очень сильном насыщении стали начинает заметно отличаться от картины при ненасыщенных сердечниках, поэтому в инженерных расчетах с достаточным приближением в ряде случаев можно пользоваться эквивалентными магнитными схемами, полагая проводимости воздушных промежутков неизменными. Магнитные сопротивления ряда участков можно рассчитывать традиционными методами.

В результате таких расчетов можно построить зависимости реактивностей от токов и изменить конструкцию магнитной цепи с целью оптимизации параметров машины. По-видимому, в известных случаях выгодно делать полюсную систему генераторов более насыщенной, чем это принято в настоящее время, для увеличения запасов по устойчивости.

10-5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ МАШИН С ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ НА МИНИМУМ ВЕСА

Задача оптимизации двигателя с частотным управлением, в процессе работы которого изменяется значение частоты, тока и напряжения в соответствии с изменениями нагрузки и скорости вращения, может быть разделена на три этапа: 1) выбор номинального расчетного режима (для системы ограничений), 2) поиск приемлемого решения, 3) поиск оптимального решения.

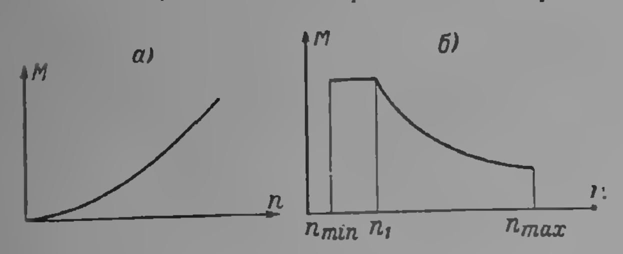


Рис. 10-11. Основные типы графиков нагрузки асинхронных двигателей при частотном управлении: *а* — вентиляторная характеристика; *б* — характеристика

На первом этапе анализируется зависимость мощности или момента от скорости вращения. Рассмотрим два крайних случая: вентиляторную нагрузку и режим постоянной мощности.

В первом случае мощность пропорциональна кубу, а момент — квадрату частоты (рис. 10-11, *а*). Подбирая соответствующие оптимальные зависимости $U(f)$, можно обеспечить во всем диапазоне регулирования удовлетворительный к. п. д. Максимальный ток и напряжение, равно как и максимальные потери и нагрев, а также максимальные центробежные силы имеют место при наибольшей частоте. Следовательно, этот режим должен быть принят за расчетный и к нему должна относиться система ограничений. Наиболее характерным для транспортных установок (электровозы, автопоезда с электротрансмиссией и т. п.) является график нагрузки, изображенный на рис. 10-11, *б*. В интервале $n_{max} - n_1$ $P = \text{const}$, а в интервале $n_1 - n_{min}$ $M = \text{const}$. Ограничения по прочности для диаметра и жесткости ротора должны вводиться в режиме n_{max}, а ограничения по нагреву — в режиме n_1, которому соответствует максимальный ток и максимальный магнитный поток. Следовательно, модельная мощность машины определяется режимом $n = n_1$. Из этого, между прочим, следует, что всякое расширение диапазона регулирования за счет уменьшения n_1 при $n_{max} = \text{const}$ или увеличения n_{max} при $n_1 = \text{const}$ ведет к ухудшению технико-экономических параметров привода независимо от вида закона управления.

Аналогично обосновывается расчетный режим для других видов зависимости мощности от скорости вращения.

На втором этапе производится выбор оптимальной номинальной частоты и соответствующих значений главных размеров. Одним из наиболее распространенных критериев является минимальная масса. В описываемом алгоритме расчет проводится по минимуму массы активных материалов, масса конструктивных материалов определяется приближенно.

Во многих практических случаях диаметр сердечника или окружная скорость являются основным ограничением. При заданном диаметре зависимость массы активных материалов от частоты имеет вид, показанный на

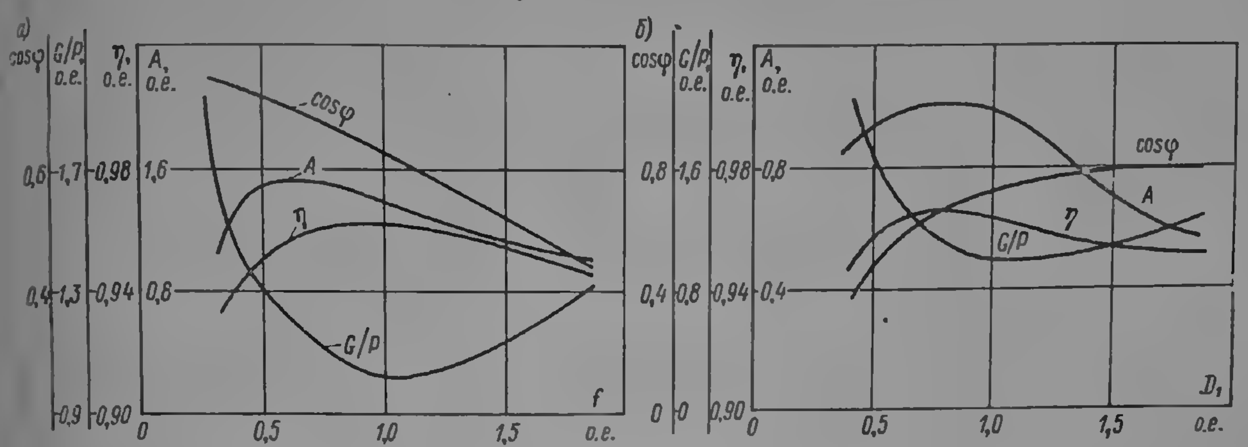


Рис. 10-12. Зависимость массы и других показателей асинхронного двигателя от частоты при $D = \mathrm{const}$ (*а*) и диаметра при $f = \mathrm{const}$ (*б*)

рис. 10-12. Она получена при условии $x_1 \approx 0{,}5x_к = \mathrm{const}$, из которого следует приближенная зависимость линейной нагрузки от частоты:

$$A \approx \sqrt{\frac{x_к}{\dfrac{3{,}2\cdot 10^{-3} f}{k_{об}k_з D_1 n B_1 j_1} + \dfrac{4{,}1\cdot 10^{-14} D_1^3 n^3 \eta \cos\varphi}{Pf}}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{L_1 \dfrac{f}{B_1 j_1} + L_2 \dfrac{\eta\cos\varphi}{f}}}. \qquad (10\text{-}34)$$

Величина $\cos\varphi$ в свою очередь зависит от f (при постоянном воздушном зазоре):

$$\cos\varphi \approx \frac{1 - A'\dfrac{B_1 f}{A}}{1 + 3A'\dfrac{Bf}{A}}; \qquad A' = \frac{68\sqrt{x_к}\,\delta k_\delta k_н}{k_{об} D_1 n}. \qquad (10\text{-}35)$$

Сумма потерь, отнесенных к мощности, согласно § 2-2 также зависит от частоты, что позволяет приближенно определить к. п. д. Вначале можно задаться значением η и определить сумму потерь по выражению:

$$\frac{\sum Q}{P} = \frac{B_a f^{0,5} N_1}{\cos\varphi A\eta}\left(1 + R_1'\frac{A}{j_1} + R_1''\frac{1}{f}\right) + M\frac{f^{1,5}}{j_1}B_{з1}\frac{1}{\cos\varphi\eta} +$$

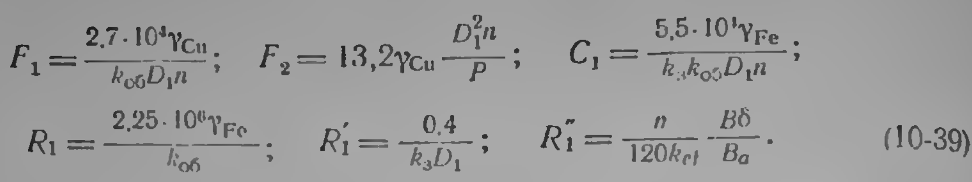
$$+ \frac{H_1 j_1}{\cos\varphi\eta B_\delta} + \frac{H_2 A j_1}{f}, \qquad (10\text{-}36)$$

где

$$\left.\begin{aligned} N_1 &= 3{,}2\cdot 10^3 \frac{\tau\gamma_{Fe}p_{10}}{h_a k_{об} k_{ef}}; \quad M = 1{,}4\cdot 10^2 \frac{1}{D_1 n}\frac{\gamma_{Fe}p_{10}}{k_{об}k_з}; \\ H_1 &= 0{,}6\frac{k_R}{k_{об}D_1 n}; \quad H_2 = 2{,}9\cdot 10^{-4}\frac{D_1^2 n}{P}, \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}37)$$

после чего уточнить значение к. п. д.

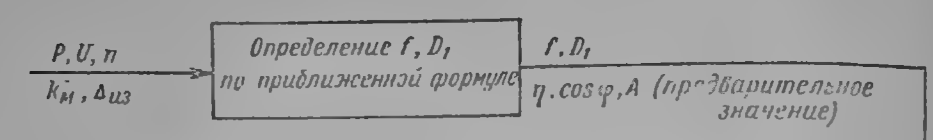
Масса активных материалов определяется выражением:



$$\frac{G}{P}=\frac{F_1}{\eta\cos\varphi B_1 j a}+\frac{F_2 A}{f j a}+\frac{C_1}{B_1 j_1\cos\varphi\eta}+$$

$$+\frac{R_1}{AB_1 j\cos\varphi\eta}\left(1+R_1'\frac{A}{j_1}+R''\frac{1}{j}\right),\quad (10\text{-}38)$$

где



$$F_1=\frac{2{,}7\cdot10^4\gamma_{\text{Cu}}}{k_{\text{об}}D_1 n};\quad F_2=13{,}2\gamma_{\text{Cu}}\frac{D_1^2 n}{P};\quad C_1=\frac{5{,}5\cdot10^4\gamma_{\text{Fe}}}{k_3 k_{\text{об}}D_1 n};$$

$$R_1=\frac{2{,}25\cdot10^6\gamma_{\text{Fe}}}{k_{\text{об}}};\quad R_1'=\frac{0{,}4}{k_3 D_1};\quad R_1''=\frac{n}{120k_{ct}}\cdot\frac{B\delta}{B_a}.\quad (10\text{-}39)$$

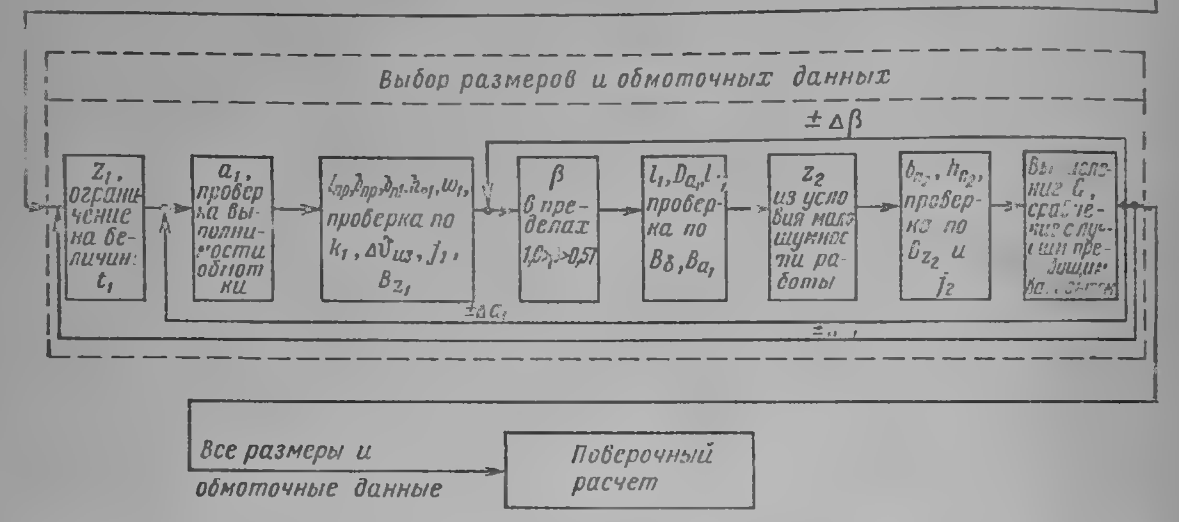


Рис. 10-13. Структурная схема программы расчета асинхронного двигателя, оптимального по массе

Задаваясь определенными значениями индукции для каждого возможного диаметра, легко подсчитать зависимость $G(f)$ (см. рис. 10-12, *а*) и найти абсолютный экстремум. Кроме того, можно использовать метод поочередного изменения одной переменной при фиксированном экстремальном значении другой (метод Гаусса—Зейделя) и найти минимум G как по f, так и по D. Диаметр часто определяется конструктивными соображениями. Из рис. 10-12, *а*, *б* видно, что отклонение частоты на ±50% от оптимальной изменяет массу в 3 раза, в то время как отклонение диаметра на ±50% от оптимального вызывает увеличение массы на 20—60%.

Войдя таким образом в зону поиска экстремума, можно приступить к третьему этапу — оптимизации.

На третьем этапе расчета, как видно из блок-схемы рис. 10-13, производится выбор размеров активной зоны по лимитерам, которыми являются индукции и плотности тока, а также перепад температуры в изоляции, аналогично тому, как это делается при проектировании гидрогенераторов [10-31] (см. выше). Варьируется число пазов статора z_1, число параллельных ветвей обмотки a и значение сокращения шага обмотки β. При вариации каждого параметра расчет доводится до проверки лимитеров и определения массы, причем запоминается вариант с наименьшей массой, который затем подвергается полному поверочному расчету. Для ускорения счета вводится направленный упорядоченный поиск.

10-6. ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ НА МИНИМУМ ПРИВЕДЕННОЙ СТОИМОСТИ

1. Общие положения. В отличие от гидрогенераторов главные размеры асинхронных двигателей определяются чаще всего экономическими соображениями, вследствие чего задача их проектирования весьма трудоемка: в процессе проектирования должно быть определено около 20 независимых величин. На практике задача эта разбивается на ряд этапов: определение главных размеров, расчет обмоток, определение пазовой геометрии и т. д., на каждом этапе проектировщик принимает решения, допустимость которых проверяется на последующих этапах. Эта схема напоминает метод динамического программирования, позволяющий на каждом этапе выделить лучшее из всех возможных решение.

Действительно, если на этапе *1* (рис. 10-14) удалось найти лучшее из решений, то в дальнейшем все остальные могут уже не рассматриваться. На этапе *2* достаточно рассмотреть только те n решений, к которым приводит лучшее из решений, найденное на этапе *1*. Аналогично на этапе *3* рассматриваются только те n решений, к которым приводит лучшее из решений, найденное на этапе *2*, и т. д. Всего должно быть рассмотрено $n \times m$ комбинаций вместо n^m при простом комбинаторном переборе. Например, при 10 этапах, каждый из которых допускает по три решения, достаточно рассмотреть 30 комбинаций вместо 3^{10}.

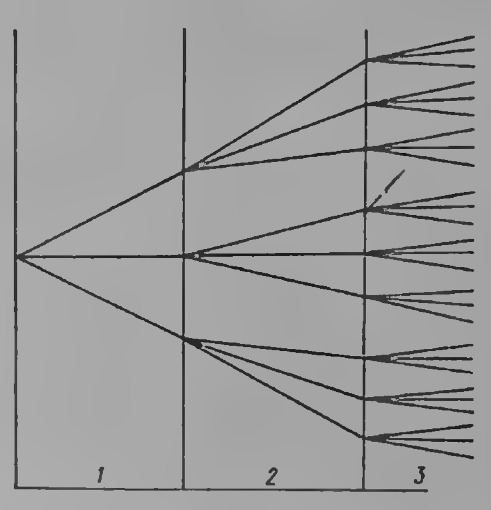


Рис. 10-14. Общая схема динамического программирования

Однако вычислительная схема метода динамического программирования вызывает большие трудности при ее применении к задаче проектирования оптимальной электрической машины. Во-первых, требуемая в этом случае проверка на последующих этапах допустимости ранее принятых решений не укладывается в обычную вычислительную схему метода динамического программирования; во-вторых, вычислительный процесс осложняется тем, что на каждом из этапов варьированию подвергаются одновременно несколько переменных. Поэтому нам приходится отказаться от метода динамического программирования в его обычной или модифицированной форме.

При этом мы используем основную идею этого метода, согласно которой на каждом этапе выделяется наивыгоднейшее из возможных решений. Если нам удается разложить задачу на ряд подзадач и для каждой найти каким-либо способом экстремальное решение, то, так же как и в случае применения динамического программирования, станет возможным отбросить все остальные решения.

Как и в случае линейного программирования, будем стремиться формировать задачи — блоки — таким образом, чтобы их связи друг с другом были как можно слабее. Всесторонний анализ задачи проектирования показывает, однако, что не удастся осуществить разложение, при котором в разных подзадачах не участвовали бы общие переменные.

Но если нельзя полностью избежать участия в разных подзадачах общих переменных, то должны быть разработаны специальные приемы, которые обеспечили бы согласование решений этих подзадач, и притом таким образом, чтобы не допустить неоправданного возрастания функционала.

Способы, удовлетворяющие этим требованиям, описаны ниже. Они предполагают лишь небольшое число общих переменных в разных подзадачах и оказываются наиболее эффективными при малом числе испытуемых

значений каждой из переменных. Последнему условию удовлетворяют такие переменные, которые либо могут принимать только дискретные значения, либо в связи с небольшим влиянием на величину функционала допускают испытания через достаточно крупные интервалы. Уже из одного этого можно заключить, что формирование подзадач не может быть осуществлено произвольным расчленением исходной задачи на любое число отдельных частей. Специальные исследования при формировании подзадач необходимы еще и по другим причинам.

Для каждой из выделенных подзадач должно оказаться возможным, во-первых, разработать математическую модель, во-вторых, найти способ получения оптимального решения. Если оказывается, что для какой-нибудь подзадачи эти требования не могут быть выполнены, то, очевидно, что выделение ее лишено смысла и, следовательно, разложение исходной задачи должно быть осуществлено иначе.

Иллюстрацией к утверждению, что подзадачи-блоки не могут формироваться произвольно, может служить тот факт, что ни один из сложившихся этапов традиционной схемы проектирования асинхронного двигателя не соответствует полностью указанным требованиям.

2. **Обеспечение совместности решения разных подзадач, имеющих общие переменные.** Рассмотрим следующую ситуацию. Имеются две составные части приведенной стоимости,

$$\Pi_1 = f_1 (x_1, \ldots, x_k;\ z_1, \ldots, z_m)$$

$$\text{и } \Pi_2 = f_2 (y_1, \ldots, y_l;\ z_1, \ldots, z_m),$$

где переменные $z_1, \ldots, z_m$ одновременно влияют на величины Π_1 и Π_2.

Если для минимизации суммы $\Pi_1 + \Pi_2$ мы будем решать порознь две задачи, то значения переменных $z_1, \ldots, z_m$, при которых Π_1 достигает минимума, могут расходиться со значениями этих переменных, минимизирующих Π_2. В том случае когда варьирование переменных z_i вызывает большие изменения Π_1 и лишь незначительные изменения Π_2, минимум суммы $\Pi_1 + \Pi_2$ будет, очевидно, достигнут при тех значениях z_i, которые обращают в минимум величину Π_1 (хотя при этих значениях переменных величина Π_2 может оказаться больше своего возможного минимума). Но если при варьировании z_i изменения величин Π_1 и Π_2 сравнимы, то для определения таких значений общих переменных, которые минимизируют сумму $\Pi_1 + \Pi_2$, должны быть разработаны специальные приемы.

Выше уже указывалось, что при формировании подзадач следует избегать случаев, когда число общих переменных в разных подзадачах велико. При соблюдении этого условия совместность решения подзадач с общими переменными может обеспечиваться одним из следующих способов:

а. Способ перебора. Если число общих переменных не превышает 1—2 и притом число значений, которое требуется рассмотреть для каждого из них, невелико, то, задаваясь последовательно этими значениями, можно получить спектр решений. Пусть, например, переменная z_1 может принимать три различных значения, z_1', z_1'' и z_1'''. Тогда получим соответственно минимальные значения

$$\Pi_{1\,min}',\ \Pi_{1\,min}'',\ \Pi_{1\,min}''' \text{ и } \Pi_{2\,min}',\ \Pi_{2\,min}'',\ \Pi_{2\,min}'''.$$

Сравнивая суммы $\Pi_{1\,min}' + \Pi_{2\,min}'$, $\Pi_{1\,min}'' + \Pi_{2\,min}''$ и $\Pi_{1\,min}''' + \Pi_{2\,min}'''$, можем непосредственно определить наименьшую из них и найти оптимальные из всех рассмотренных значений z_1.

б. Способ взаимной увязки решений посредством последовательных приближений. Принципиальная особенность этого способа состоит в том, что при решении подзадач с общими переменными только часть из них рассматривается в отдельных подзадачах в качестве разрешающих (искомых).

Пусть в подзадачах № 1 и № 2 имеются общие переменные z_1, z_2 и z_3. Примем, что в подзадаче № 1 разрешающими являются только z_1 и z_2, а в подзадаче № 2 — только z_3.

Переменная z_3 будет участвовать в подзадаче № 1 в качестве «внешней», или экзогенной, т. е. ее значение, хотя бы и не наивыгоднейшее, должно быть известно до начала решения подзадачи № 1. Аналогично переменные z_1 и z_2, которые являются в подзадаче № 1 разрешающими, будут экзогенными по отношению к подзадаче № 2.

Схемы данного способа легко можно понять из следующего. Задавшись каким-нибудь значением z_3, решаем подзадачу № 1. Найденные оптимальные значения z_1 и z_3 позволяют при решении подзадачи № 2 считать эти переменные экзогенными. Решив подзадачу № 2 и найдя оптимальное значение z_3, используем его при повторном решении подзадачи № 1. Применяя этот принцип, повторяем процедуру решений двух экстремальных подзадач до тех пор, пока расхождения между двумя последовательными значениями соответствующих переменных не станут близкими к нулю.

3. Экономический подход к выбору главных размеров. Условие существования оптимального двигателя при отсутствии ограничений. *а. Исходное выражение приведенной стоимости.* Годовая приведенная стоимость машины

$$П_{год} = (p_н + p_a)\,К + С_{год}, \quad руб/год, \tag{10-40}$$

где К — величина капитальных затрат (первоначальная стоимость машины), руб.; $С_{год}$ — годовые эксплуатационные расходы, уменьшенные на сумму амортизационных отчислений, *руб/год*; $p_н$ — нормативный коэффициент эффективности капиталовложений, 1/*год*; p_a — коэффициент амортизационных отчислений, 1/год, может быть разделена на две части:

$$П_{год} = П_{гл.\,р} + П_{реакт}, \quad руб/год, \tag{10-41}$$

где $П_{гл.\,р}$ — основная часть годовых приведенных затрат, зависящая преимущественно от главных размеров двигателя, *руб/год*; $П_{реакт}$ — затраты на компенсацию реактивной мощности; $П_{реакт}$ — составляет обычно небольшую долю $П_{год}$, и сравнительно слабая степень связи с остальными элементами затрат позволяет рассматривать ее вначале отдельно от $П_{гл.\,р}$.

В тех случаях когда $П_{гл.\,р}$ и $П_{реакт}$ сравнимы, главные размеры, минимизирующие $П_{гл.\,р}$, необязательно обеспечивают минимум суммы $П_{год}$, однако определение минимума $П_{гл.\,р}$ существенно необходимо для минимизации $П_{год}$ независимо от доли $П_{реакт}$ в общей сумме годовых приведенных затрат.

В составе $П_{гл.\,р}$ можно выделить три вида затрат, по-разному зависящих от главных размеров: 1) $П_l^D$ — затраты, зависящие от диаметра расточки D и расчетной длины l в отдельности; 2) $П_{Dl}$ — затраты, пропорциональные произведению Dl; 3) $П_{пост}$ — затраты, величина которых определяется преимущественно мощностью и типом двигателя, а также технологией его изготовления, но мало зависящие от главных размеров;

$$П_{гл.\,р} = П_l^D + П_{Dl} + П_{пост}, \quad руб/год. \tag{10-42}$$

Выражение для $П_l^D$ имеет вид:

$$П_l^D = (p_н + p_a)\,(К_{э.\,ст} + К_{об\,1} + К_{об\,2} + К_{из\,1} + К_{из\,2}) + \\ + С_{э.\,ст} t_ф + (С_{об\,1} + С_{об\,2})\, t_{пр}, \quad руб/год; \tag{10-43}$$

где $К_{э.\,ст}$ — стоимость активной стали (в заготовочном весе), руб.; $К_{об1}$ ($К_{об2}$) — стоимость обмотки статора (ротора), руб.; $К_{из1}$ ($К_{из2}$) — стоимость изоляции статора (ротора), руб.; $С_{э.\,ст}$ — стоимость основных потерь в активной стали за 1 *ч* работы, *руб/ч*; $С_{об1}$ ($С_{об2}$) — стоимость потерь в обмотке статора (ротора) за 1 *ч* работы, *руб/ч*; $t_ф$ — время фактической работы двигателя за год, *ч/год*; $t_{пр}$ — время работы двигателя за год, приведенное к режиму номинальной нагрузки, *ч/год*.

Слагаемые правой части (10-43) определяются в соответствии с табл. 10-6. Формула для $С_{э.\,ст}$, приведенная в табл. 10-6, содержит произведение $k_{ч.\,ср}B_{ср}^2$, точное значение которого заранее не известно. В начале расчета можно

Составляющие функционала приведенной стоимости

Статья расходов	Элементы капитальных затрат, руб.	Элементы эксплуатационных расходов, *руб/ч*
Электротехническая сталь	$К_{ст} = \left[\left(7800k_D^2 - 6120\right) k_{ef\,1} Ц_{ст.ст} + 6120 k_{ef\,2} Ц_{ст.ст}\right] D^2 l$	$C_{ст} = 6120\left(k_D^2 - 1\right) p_{уд} k_{д.ср} B_{ср}^2 \times \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} k_{ef\,1} D^2 l Ц_{эл} - 7800 f_{п.с} z_1 p_{уд} k_{д.ср} B_{ср}^2 \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} k_{ef\,1} l Ц_{эл} = C'_{ст} - C''_{ст}$
Обмотка статора	$К_{об} = \underbrace{2k_{L\,1} w_1 a_1 n_1 m_1 l d_{об\,1}}_{К^{п}_{об\,1}} + \underbrace{\frac{\pi}{p} k_{л\,1} w_1 a_1 n_1 m_1 D d_{об\,1}}_{К^{л}_{об\,1}}$	$C_{об\,1} = \underbrace{\frac{2\rho_1 k_{L\,2} w_1 m_1 I_1^2 l Ц_{эл}}{a_1 n_1 s_1}}_{C^{п}_{об\,1}} + \underbrace{\frac{\pi \rho_1 k_{л\,1} w_1 m_1 I_1^2 D Ц_{эл}}{p a_1 n_1 s_1}}_{C^{л}_{об\,1}}$
Обмотка ротора	$К_{об\,2} = \underbrace{2k_{L\,2} w_2 a_2 n_2 m_2 l d_{об\,2}}_{К^{п}_{об\,2}} + \underbrace{\frac{\pi}{p} k_{л\,2} w_2 a_2 n_2 m_2 D d_{об\,2}}_{К^{л}_{об\,2}}$	$C_{об\,2} = \underbrace{\frac{2\rho_2 k_{L\,2} w_2 m_2 I_2^2 l Ц_{эл}}{a_2 n_2 s_2}}_{C^{п}_{об\,2}} + \underbrace{\frac{\pi \rho_2 k_{л\,2} w_2 m_2 I_2^2 D Ц_{эл}}{p a_2 n_2 s_2}}_{C^{л}_{об\,2}}$
Изоляция статора	$К_{из\,1} = \underbrace{k_{L\,1} z_1 l d_{из.\,п\,1}}_{К^{п}_{из\,1}} + \underbrace{\frac{\pi}{2p} k_{л\,1} z_1 D d_{из.\,л\,1}}_{К^{л}_{из\,1}}$	
Изоляция ротора	$К_{из\,2} = \underbrace{k_{L\,2} z_2 l d_{из.\,п\,2}}_{К^{п}_{из\,2}} + \underbrace{\frac{\pi}{2p} k_{л\,2} z_2 D d_{из.\,л\,2}}_{К^{л}_{из\,2}}$	

приближенно принять $k_{д.\,ср} = 1{,}6$; $B_{ср} = 2B_1$ (B_1 — индукция в воздушном зазоре). После определения пазовой геометрии (см. ниже) произведение $k_{д.\,ср}B_{ср}^2$ уточняется по формуле:

$$k_{д.\,ср}B_{ср}^2 = \frac{1{,}8B_{з.\,с}^2 + 1{,}5B_{з.\,с}^2 G_{я.\,с}}{G_{з.\,с} + G_{я.\,с}},\ тл^2, \qquad (10\text{-}44)$$

где $B_{з.\,с}$ ($B_{я.\,с}$) — индукция в зубцах (ярме) статора, *тл*; $G_{з.\,с}$ ($G_{я.\,с}$) — масса зубцов (ярма) статора, *гк*.

В условиях, когда индукция в воздушном зазоре и параметры обмотки выбраны, главные размеры двигателя связаны между собой однозначно и, следовательно, значение одного из них можно выразить через значение другого. Действительно, из формул (2-2) и (2-4) имеем

$$S = Dl = \frac{Up}{4{,}44fk_{об}wB_1} = \mathrm{const},\ м^2. \qquad (10\text{-}45)$$

Значение Dl может быть предварительно принято по данным выполненных машин. На рис. 2-8, 2-9 показана величина $\tau l = a\,(P/p)^m$, где $m = 0{,}4 \div 0{,}6$; $Dl = 2p\tau l/\pi$.

Токи I_1 и I_2, входящие в равенства для $C_{об1}$ и $C_{об2}$ (табл. 10-6), могут быть выбраны предварительно, а затем уточнены.

Заменив в соотношениях табл. 10-6 переменную l отношением S/D и подставив в (10-43) полученные выражения стоимостей материалов и потерь, можем записать:

$$\Pi_l^D = A_1D + A_2\frac{S}{D},\ руб/год, \qquad (10\text{-}46)$$

где

$$A_1 = (p_н + p_а)\Big\{\big[(7800k_D^2 - 6120)\,k_{ef1}Ц_{ст.\,ст} + 6120k_{ef2}Ц_{ст.\,рот}\big]S +$$

$$+ \frac{\pi}{p}k_{л1}w_1a_1n_1m_1d_{об\,1} + \frac{\pi}{p}k_{л2}w_2a_2n_2m_2d_{об\,2} + \frac{\pi}{2p}k_{л1}z_1d_{из.\,л1} +$$

$$+ \frac{\pi}{2p}k_{л2}z_2d_{из.\,л2}\Big\} + 6120\,(k_D^2 - 1)\,p_{уд}k_{д.\,ср}B_{ср}^2\left(\frac{f}{50}\right)^{1{,}3}k_{ef1}SЦ_{эл}t_ф +$$

$$+ \frac{\pi\rho_1k_{л1}w_1m_1I_1^2Ц_{эл}t_{пр}}{pa_1n_1S_1} + \frac{\pi\rho_2k_{л2}w_2m_2I_2^2Ц_{эл}t_{пр}}{pa_2n_2S_2},\ руб/год.\,м; \qquad (10\text{-}47)$$

$$A = (p_н + p_а)\,(2k_{l1}w_1a_1n_1m_1d_{об\,1l} + 2k_{l2}w_2a_2n_2m_2d_{об\,2} + k_{l1}z_1d_{из.\,п1} + k_{l2}z_2d_{из.\,п2}) -$$

$$- 7800f_{п.\,с}z_1p_{уд}k_{д.\,ср}B_{ср}^2\left(\frac{f}{50}\right)^{1{,}3}Ц_{эл}t_ф + \frac{2\rho_1k_{l1}w_1m_1I_1^2Ц_{эл}t_{пр}}{a_1n_1S_1} +$$

$$+ \frac{2\rho_2k_{l2}w_2m_2I_2^2Ц_{эл}t_{пр}}{a_2n_2S_2},\ руб/год.\,м. \qquad (10\text{-}48)$$

б. Условие минимума приведенной стоимости. Составив производную $d\Pi_l^D/dD$ и приравняв ее нулю, получим:

$$\frac{d\Pi_l^D}{dD} = A_1 - A_2\frac{S}{D^2} = 0; \quad A_1D = A_2\frac{S}{D}; \qquad (10\text{-}49)$$

или

$$A_1D = A_2l. \qquad (10\text{-}50)$$

Следовательно, условие минимума Π_l^D состоит в том, что затраты, пропорциональные диаметру D, должны быть равны по своей величине затратам, пропорциональным расчетной длине l.

Из (10-49) находим критическое значение D, при котором Π_l^D достигает минимума:

$$D_{кр} = \sqrt{SA_2/A_1},\ м. \qquad (10\text{-}51)$$

Критическое отношение главных размеров

$$D_{кр}/l_{кр} = A_2/A_1. \qquad (10\text{-}52)$$

На рис. 10-15, *б* дано графическое представление функции $\Pi_l^D = f(D)$. Как отмечалось выше, Π_l^D представляет собой только часть затрат $\Pi_{гл.\,р}$.

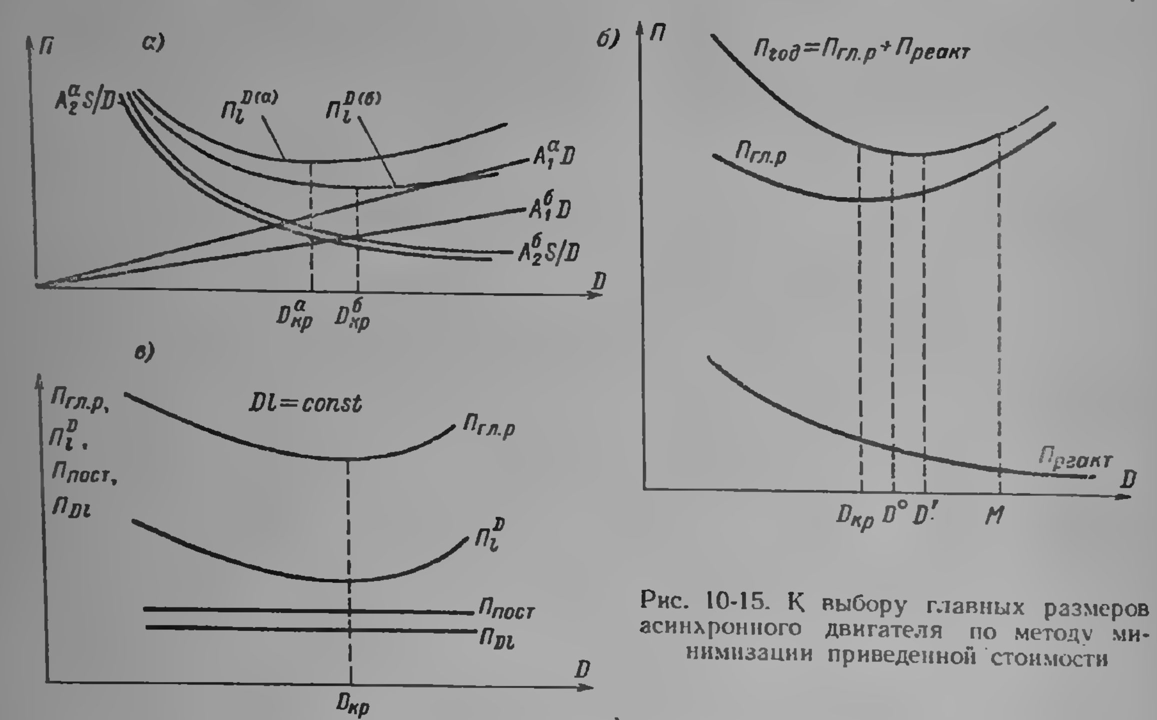


Рис. 10-15. К выбору главных размеров асинхронного двигателя по методу минимизации приведенной стоимости

Но так как $\Pi_{пост}$ не зависит от выбора главных размеров, а величина затрат Π_{Dl}, включающих стоимость штамповки, сборки и стоимость станины, пропорциональна призведению $Dl = S$ [1-3], которое в условиях нашей задачи остается постоянным при любых возможных значениях D и l, минимум $\Pi_{гл.\,р}$ будет достигнут при тех же критических значениях $D_{кр}$ и $l_{кр}$. Кривая $\Pi_{гл.\,р} = \varphi(D)$ имеет поэтому тот же вид, что и кривая $\Pi_l^D = f(D)$, но располагается всегда выше (рис. 10-15, *б*).

в. Сравнение полученных результатов с положениями М. Видмара [1-1]. Выражения для $К_{об1}$, $К_{об2}$, $К_{из1}$, $К_{из2}$, $С_{об1}$, $С_{об2}$ (табл. 10-6) являются двучленами, первые члены которых, содержащие множитель l, представляют собой стоимости материалов и потерь в пазовых частях обмоток статора и ротора, тогда как вторые члены, содержащие множитель D, представляют собой стоимости материалов и потерь в лобовых частях обмоток.

Выражение для $С_{ст}$ в табл. 10-6 представлено также в сокращенной записи:

$$С_{э.\,ст} = С'_{э.\,ст} - С''_{э.\,ст}, \qquad (10\text{-}53)$$

где $С'_{ст}$ — потери в стали, которые соответствуют массе статора, включающей в себя материал, удаляемый при формировании пазов; $С''_{ст}$ — величина, учитывающая уменьшение потерь в связи с наличием в статоре пазов.

Произведение $p_н + p_я$ и К с соответствующими индексами удобно представить одним символом M с теми же индексами, что и К. Аналогично

для произведений t и C с соответствующими индексами введем символ T. Тогда можно записать:

$$A_1 D = M_{ст} + M^{л}_{об\,1} + M^{л}_{об\,2} + M^{л}_{из\,1} + M^{л}_{из\,2} + T^{л}_{об\,1} + T^{л}_{об\,2} + T'_{ст}; \qquad (10\text{-}54)$$

$$A_2 l = M^{п}_{об\,1} + M^{п}_{об\,2} + M^{п}_{из\,1} + M^{п}_{из\,2} + T^{п}_{об\,1} + T^{п}_{об\,2} - T''_{ст}. \qquad (10\text{-}55)$$

Для того случая, когда главные размеры D и l соответствуют критическим значениям, т. е. когда $A_1 D = A_2 l$, получим:

$$(M^{п}_{об\,1} + M^{п}_{об\,2} + T^{п}_{об\,1} + T^{п}_{об\,2}) - (M^{л}_{об\,1} + M^{л}_{об\,2} + T^{л}_{об\,1} + T^{л}_{об\,2} =$$
$$= M_{ст} + T'_{ст} + T''_{ст} + (M^{л}_{из\,1} + M^{л}_{из\,2} - M^{п}_{из\,1} - M^{п}_{из\,2}). \qquad (10\text{-}56)$$

В левой части выражения (10-56) первый многочлен соответствует приведенной стоимости пазовых частей обмоток и потерь в них, а второй — приведенной стоимости лобовых частей обмоток и потерь в них.

По М. Видмару [1-1] левая часть соотношения (10-56) должна равняться нулю, так как стоимость меди в пазах должна быть равна стоимости меди лобовых частей, а стоимость потерь в пазах должна быть равна стоимости потерь в лобовых частях.

Полученное уточнение результатов Видмара объясняется тем, что условия минимума стоимости исследованы здесь совместно, а также учтена стоимость изоляции.

Полученные выше результаты приводят к выводу, что вопрос о выгодности коротких или удлиненных машин не может быть решен однозначно и требует специального подхода в каждом отдельном случае.

Согласно (10-46) приведенная стоимость $П_l^D$ может быть представлена как сумма двух функций D : $A_1 D$ и $A_2 S/D$. Первая из них графически представляется прямой с угловым коэффициентом A_1, вторая — равнобочной гиперболой, отнесенной к асимптотам с параметром $A_2 S$. Следовательно, отношение $A_2 S$ к A_1 определяет собой не только критическое значение $D_{кр}$ (10-51), но и вид кривой $П_l^D = f(D)$.

На рис. 10-15, *а* показаны кривые $П_l^D$ для двух случаев, *а* и *б*, с разными марками стали, но при одинаковых значениях S и всех компонентов A_1 и A_2, за исключением компонентов, определяемых маркой стали.

Коэффициенты A_2^a и $A_2^б$ почти одинаковы, но A_1^a и $A_1^б$ заметно отличаются друг от друга. Вследствие неодинаковых значений $A_2^a S/A_1^a$ и $A_2^б S/A_1^б$ кривые $П_l^{D\,(а)}$ и $П_l^{D\,(б)}$ имеют различные точки минимума. Критические отношения главных размеров $D_{кр}^a/l_{кр}^a$ и $D_{кр}^б/l_{кр}^б$ в связи с этим также неодинаковы.

4. Случаи, когда следует отступить от $D_{кр}$ и $l_{кр}$. При малых значениях $D_{кр}/l_{кр}$ могут возникнуть трудности с отводом тепла и с обеспечением необходимой величины реактивного сопротивления рассеяния $x_к$. То наименьшее значение диаметра расточки, при котором становится возможным создание требуемого двигателя, обозначим через D_{min}. Для последующего расчета необходимо принять большее из двух значений D_{min} и $D_{кр}$, которое обозначим через D^0.

Соответствующее значение l^0 определится из условия $D^0 l^0 = S$. Размерам D^0 и l^0 соответствует значение главной части приведенной стоимости $П^0_{гл.\,р}$, которое является наименьшим из всех практически возможных для данного двигателя.

Формула (10-46) позволяет быстро определить $П_l^D$ для любого значения D. Особый интерес представляет поведение функции $П_l^D$ в окрестностях точки $D_{кр}$. При небольших отклонениях от $D_{кр}$ величина $П_l^D$ близка к минимуму, но по мере того, как отклонение увеличивается, $П_l^D$ все быстрее возрастает. Ранее отмечалось, что кривая $П_{гл.\,р}$ изменяется так же, как и кривая $П_l^D$. Покажем, что в зависимости от удаленности точки D^0 от точки $D_{кр}$

можно решить вопрос, смогут ли главные размеры D^0 и l^0 обеспечить наименьшее значение не только $\Pi_{гл.\,р}$, но и суммы $\Pi_{год} = \Pi_{гл.\,р} + \Pi_{реакт}$.

Ниже приведена методика определения такой пазовой геометрии, которая при данных главных размерах и заданной расчетной площади пазов минимизирует величину тока намагничивания I_μ. Тем самым определяется максимальный в данных условиях $\cos\varphi$ и наименьшее значение $\Pi_{реакт}$.

Пусть минимальные издержки, связанные с компенсацией реактивной мощности при размерах D^0 и l^0, равны $\Pi^0_{реакт}$. Если при данном S принять главные размеры $D' > D^0$ и $l' < l^0$, то можно предположить, что изменение сопротивления магнитной цепи и $x_к$ приведут к некоторому повышению $\cos\varphi$.

В таком случае наименьшим из возможных значений издержек по компенсации реактивной мощности окажется $\Pi'_{реакт} < \Pi^0_{реакт}$. Но при этом $\Pi'_{гл.\,р} > \Pi^0_{гл.\,р}$.

Размеры D' и l' оказываются более выгодными, чем D^0 и l^0, когда выполняется неравенство

$$\Pi^0_{реакт} - \Pi'_{реакт} > \Pi'_{гл.\,р} - \Pi^0_{гл.\,р}. \tag{10-57}$$

Проверять целесообразность отказа от размеров D^0 и l^0 имеет смысл лишь при условии, что D^0 мало отличается от $D_{кр}$, т. е. когда существует возможность увеличить диаметр расточки, не выходя за пределы того участка кривой $\Pi_{гл.\,р} = f(D)$, где она почти горизонтальна.

Такой случай представлен на рис. 10-15, *б* в окрестности точки $D_{кр}$.

Следует отметить, что в короткозамкнутых двигателях уменьшение $x_к$ ограничивается заданной кратностью пускового тока. Поэтому если в таком двигателе увеличение диаметра расточки приводит к существенному снижению $x_к$, то D' не может быть намного больше D^0.

Может показаться, что для более точного определения правой части неравенства (10-57) следовало бы учесть уменьшение тока I_1 при уменьшении тока I_μ, вследствие чего коэффициенты A_1 и A_2 претерпевают изменения. Однако пересчет A_1 и A_2 может дать ощутимые результаты только тогда, когда увеличение D приводит к значительному изменению I_μ. Для такого изменения размер D' должен быть намного больше D^0, а это соответствует как раз тому случаю, когда неравенство (10-57) заведомо не выполняется. Следовательно, необходимости в пересчете A_1 и A_2 практически не возникает.

5. **Оптимизационный расчет асинхронного двигателя на ЭВМ с помощью метода разделения параметров.** *а. Постановка задачи.* В качестве исходных данных рассматриваются: P_2 — требуемая механическая мощность, *вт*; M_{max} — максимальный момент, *н·м*; $M_п$ — пусковой момент, *н·м*; ($s_д$, $M_д$) — координаты точки, ниже которой механическая характеристика не должна проходить, в системе s (скольжение), M (момент); величины $s_д$ и $M_д$ определяют жесткость механической характеристики; $I_{п1}$ — максимальное допустимое значение пускового тока, *а*; η — минимальный допустимый к. п. д., если он оговорен в тех условиях; $\theta_{доп}$ — допустимое превышение температуры обмотки, град.

Ищутся также размеры и обмоточные данные машины, которые обеспечили бы ее максимальную экономичность при одновременном выполнении предъявляемых к ней эксплуатационных технических требований.

Из всех переменных по общепринятой методике выбираются следующие: число зубцов статора z_1; число зубцов ротора z_2; воздушный зазор δ, *м*; пазовые открытия; схема обмотки статора, а также число параллельных ветвей a и число элементарных проводников n в одном эффективном.

В качестве варьируемых переменных принимаются: D — диаметр расточки статора, *м*; l — расчетная длина пакета, *м*; k_D — отношение наружного диаметра пакета статора к диаметру расточки; k_d — отношение внутреннего диаметра пакета ротора к диаметру расточки; $k_{п.\,о}$ — коэффициент

пазовости статора (отношение суммарной площади пазов статора к площади, заключенной между двумя ограничительными окружностями листа статора); $k_{п.р}$ — коэффициент пазовости ротора (отношение суммарной площади пазов ротора к площади, заключенной между двумя ограничительными окружностями роторного листа); w — число витков фазы.

Определение этих переменных описано в настоящем параграфе.

Кроме того, ниже приведен выбор геометрических размеров пазов статора ($h_{п.с}$, $b_{п.с}$) и ротора ($h_{п.р}$, $b_{п.р}$) из условия обеспечения минимума намагничивающего тока.

б. Сущность метода разделения параметров (*метода предельных значений расчетной длины*). Одновременное варьирование всех переменных обусловило бы практически невыполнимый объем расчетов. Кроме того, произвольное сочетание варьируемых величин приведет к рассмотрению большого количества заведомо непригодных вариантов. С целью упрощения вычислительной процедуры применим следующие приемы:

а. Сузим насколько возможно зону поиска, так чтобы не вводить в рассмотрение безнадежно плохие варианты. Для этого производится предварительная оценка возможных сочетаний w, D, k_D (см. стр. 476).

б. Будем использовать поочередное изменение переменных D, $k_{п.с}$, $k_{п.р}$, предусматривающее постепенное улучшение плана с помощью метода последовательных приближений; указанное варьирование производится по приведенному ниже правилу поиска.

в. Правило поиска. Шаг 1. Варьируется диаметр расточки статора D. Каждое из испытуемых значений D является «кандидатом» на выход в оптимальное решение ($D^{кт}$). Для этого $D^{кт}$ отыскивается наивыгоднейшая расчетная длина-«кандидат» $l^{кт}$. Из всех пар $D^{кт}$, $l^{кт}$ выбирается та, которой соответствует наименьшая (по сравнению с другими парами) приведенная стоимость. Диаметр D этой пары принимается оптимальным на данном шаге (D^{opt}) и используется в качестве входной величины на двух последующих шагах. Еще раз подчеркнем, что $k_{п.с}$ и $k_{п.р}$ на этом шаге имеют фиксированные значения.

Шаг 2. Варьируется коэффициент пазовости статора $k_{п.с}$. Каждое испытуемое значение $k_{п.с}$ рассматривается как «кандидат» на выход в оптимальное решение $k_{п.с}^{кт}$, и ему ставится в соответствие наиболее выгодная расчетная длина $l^{кт}$. Путем сравнения приведенных стоимостей для всех пар $k_{п.с}^{кт}$, $l^{кт}$ находится наивыгоднейшее (на данном шаге) значение коэффициента пазовости $k_{п.с}^{opt}$, который принимается фиксированным на двух последующих шагах.

Шаг 3. Варьируется коэффициент пазовости ротора $k_{п.р}$. Для каждого испытуемого значения $k_{п.р}$ ($k_{п.р}^{кт}$) находится наивыгоднейшая расчетная длина $l^{кт}$. Для пары $k_{п.р}^{кт}$, $l^{кт}$ вычисляется приведенная стоимость. В качестве $k_{п.р}^{opt}$ принимается то значение $k_{п.р}^{кт}$, которому соответствует наименьшая величина приведенной стоимости. Величина $k_{п.р}^{opt}$ принимается фиксированной на двух последующих шагах.

После выполнения шага 3 следует проделать очередной расчетный цикл, повторив шаги 1, 2, 3 при новых фиксированных значениях переменных. Процесс ведется до обеспечения сходимости, когда обнаруживается невозможность сколько-нибудь существенно снизить значение приведенной стоимости при изменении D, $k_{п.с}$, $k_{п.р}$.

Значения $k_{п.с}$ и $k_{п.р}$, фиксируемые в начале первого итерационного цикла, можно выбрать из промежутков:

$$k_{п.с}^{фикс} = 0.15 \div 0,45; \quad k_{п.р}^{фикс} = 0,1 \div 0,45.$$

Отметим, что после первого шага в случае необходимости, производится корректировка величины k_d, которая должна быть как можно меньше (но не в ущерб прочности или жесткости машины). Предварительно можно взять $k_d = 0,25 \div 0,4$.

Схематически правило поиска представлено на рис. 10-16.

Опишем кратко суть определения наивыгоднейшего значения расчетной длины $l^{кт}$ на каждом шаге процесса поиска (более подробно этот вопрос освещен ниже).

Величины w, D, k_D (D_a), k_d (d), $k_{п.с}$, $k_{п.р}$ характеризуют вид поперечного разреза машины. Действительно, значения D, D_a и d определяют диаметры ограничительных окружностей листов статора и ротора (при извест-

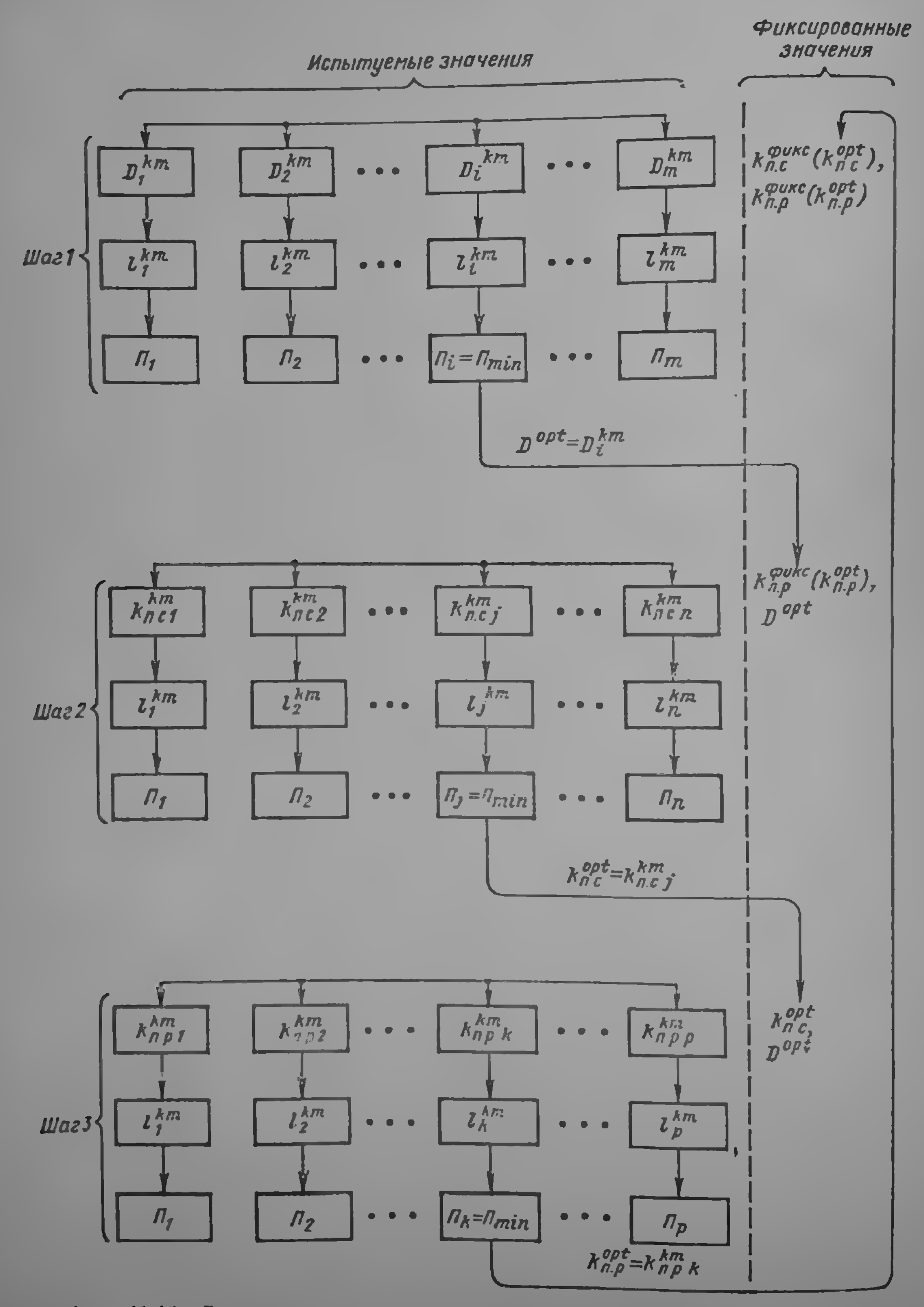


Рис. 10-16. Блок-схема алгоритма проектирования двигателя по минимуму приведенной стоимости

ном воздушном зазоре δ наружный диаметр листа ротора равен $D-2\delta$). Коэффициенты $k_{п.с}$ и $k_{п.р}$ позволяют найти площади пазов статора и ротора:

$$f_{п.с}=\frac{\pi D^2\left(k_D^2-1\right)}{4z_1}k_{п.с},\ м^2; \tag{10-58}$$

$$f_{п.р}=\frac{\pi D^2\left(1-k_d^2\right)}{4z_2}k_{пр},\ м^2. \tag{10-59}$$

Хотя эти площади могут быть получены при различных сочетаниях высоты и ширины паза, можно ориентировочно найти такие размеры пазов, которые обеспечивают примерно одинаковые индукции в зубцах и ярме. Для этого необходимо выполнение соотношений

$$1{,}5z_1b_{zc}=8h_{ac}p \text{ для статора}, \tag{10-60}$$

$$1{,}5z_2b_{zp}=8\,h_{ap}p \text{ — для ротора}, \tag{10-61}$$

где b_{zc} (b_{zp}) — ширина зубца статора (ротора), *м*; h_{ac} (h_{ap}) — высота ярма статора (ротора), *м*.

Величины b_{zc} и h_{ac} могут быть выражены через высоту паза статора $h_{п.с}$ следующим образом:

$$h_{ac}=\frac{D\left(k_D-1\right)}{2}-h_{п.с},\ м; \tag{10-62}$$

$$b_{zc}=\frac{\pi}{z_1}\left[D+h_{п.с}-\frac{D^2}{4h_{п.с}}\left(k_D^2-1\right)k_{п.с}\right];\ м. \tag{10-63}$$

Для b_{zp} и h_{ap} имеем:

$$h_{ap}=\frac{D\left(1-k_D\right)}{2}-h_{пр},\quad м; \tag{10-64}$$

$$b_{zp}=\frac{\pi}{z_2}\left[D-h_{пр}-\frac{D^2}{4h_{пр}}\left(1-k_D^2\right)k_{п.р}\right],\ м. \tag{10-65}$$

Подставив в (10-60) выражения (10-62) и (10-63), а в (10-61) — выражения (10-64) и (10-65), получим формулы для ориентировочного определения высоты пазов в начале расчета (в метрах):

для статора

$$h_{п.с}=\frac{D}{p+0{,}59}\Big\{0{,}25\left(k_D-1\right)p-0{,}28+ \\ +\sqrt{\left[0{,}25\left(k_D-1\right)p-0{,}28\right]^2+0{,}147\left(p+0{,}59\right)\left(k_D^2-1\right)k_{п.с}}\Big\}; \tag{10-66}$$

для ротора

$$h_{п.р}=\frac{D}{p-0{,}59}\Big\{0{,}25\left(1-k_d\right)p-0{,}28+ \\ +\sqrt{\left[0{,}25\left(1-k_d\right)p-0{,}28\right]^2+0{,}147\left(p-0{,}59\right)\left(1-k_d^2\right)k_{пр}}\Big\}; \tag{10-67}$$

Расчетная ширина паза при этом будет для статора

$$b_{п.с}=\frac{f_{п.с}}{h_{п.с}}=\frac{\pi D^2\left(k_D^2-1\right)k_{п.с}}{4z_1h_{п.с}},\ м; \tag{10-68}$$

для ротора

$$b_{п.р}=\frac{f_{п.р}}{h_{п.р}}=\frac{\pi D^2\left(1-k_d^2\right)k_{п.р}}{4z_1h_{п.р}},\ м. \tag{10-69}$$

Активные и реактивные сопротивления обмоток (r_1, r_2', $r_к$, x_1', x_2', $x_к$) могут быть представлены каждое в виде суммы двух составляющих, одна из которых ($\bar{r}_1$, $\bar{r}_2'$, $\bar{r}_к$, $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2'$, $\bar{x}_к$) определяется строением лобовых частей обмоток, а вторая ($\tilde{r}_1 l$, $\tilde{r}_2' l$, $\tilde{r}_к l$, $\tilde{x}_1 l$, $\tilde{x}_2' l$, $\tilde{x}_к l$) — геометрией паза и длиной машины (здесь $\tilde{r}_1$, $\tilde{r}_2'$, $\tilde{r}_к$, $\tilde{x}_1$, $\tilde{x}_2'$, $\tilde{x}_к$ — величины соответствующих сопротивлений пазовой части, приходящиеся на 1 *м* длины).

Такое разделение параметров позволяет найти предельные значения расчетной длины соответственно каждому из требований, предъявляемых к двигателю. В качестве этих требований рассмотрено: 1) условие жесткости механической характеристики, 2) обеспечение перегрузочной способности машины, 3) обеспечение необходимого пускового момента, 4) обеспечение требуемой мощности, 5) ограничение по пусковому току, 6) ограничение по к. п. д., 7) ограничение по тепловому режиму.

Условие совместного выполнения всех требований определит интервал допустимых значений расчетной длины машины $[l_{min}, l_{max}]$, однако разные значения l из этого интервала будут соответствовать различным значениям экономической эффективности.

Задача выбора экономически целесообразной длины будет рассмотрена дальше. Сейчас укажем лишь, что если величина l_0 попадает в интервал $[l_{min}, l_{max}]$, то она берется в качестве наивыгоднейшей $l^{кт}$. Если же l_0 лежит вне указанного интервала, то в качестве самой выгодной длины принимается та из величин l_{min} или l_{max}, которая находится ближе к l_0. Таким образом, l_0 является ориентиром, показывающим, какой точке интервала $[l_{min}, l_{max}]$ следует отдать предпочтение.

г. Выбор зоны поиска. Рассмотрим сначала выбор предельных значений диаметра расточки статора D, числа витков фазы статора w_1, наружного диаметра пакета статорного железа D_a. Из соотношения (2-6) следует, что

$$D^2 l = \frac{P_2}{0{,}116 k_{об} n A B_1 \eta \cos\varphi}, \ м^3.$$

Расчетная длины l обычно лежит в пределах

$$0{,}5\tau \leq l \leq 3\tau \tag{10-70}$$

или, что то же,

$$0{,}785 D/p \leq l \leq 4{,}7 D/p. \tag{10-71}$$

Из формул (2-6) и (10-71) имеем

$$\frac{1}{\sqrt[3]{4{,}7}} \sqrt[3]{\frac{P_2 p}{0{,}116 k_{об} n A B_1 \eta \cos\varphi}} \leq D \leq \frac{1}{\sqrt[3]{0{,}785}} \sqrt[3]{\frac{P_2 p}{0{,}116 k_{об} n A B_1 \eta \cos\varphi}}. \tag{10-72}$$

Примем $(\eta \cos\varphi)_{min} = 0{,}5$; $(\eta \cos\varphi)_{max} = 0{,}85$; $B_{1\,min} = 0{,}5$ *тл*; $B_{1\,max} = 1$ *тл*; $A_{min} = 25\,000$ *а/м*; $A_{max} = 70\,000$ *а/м*. При этом

$$D_{min} = \frac{1}{\sqrt[3]{4{,}7}} \sqrt[3]{\frac{P_2 p}{0{,}116 k_{об} n A_{max} B_{1\,max} (\eta\cos\varphi)_{max}}} = 0{,}035 \sqrt[3]{\frac{P_2 p}{k_{об} n}}, \ м; \tag{10-73}$$

$$D_{max} = \frac{1}{\sqrt[3]{0{,}785}} \sqrt[3]{\frac{P_2 p}{0{,}116 k_{об} n A_{min} B_{1\,min} (\eta\cos\varphi)_{min}}} = 0{,}12 \sqrt[3]{\frac{P_2 p}{k_{об} n}}, \ м. \tag{10-74}$$

Испытывать следует ряд значений диаметра расточки D из интервала $[D_{min}, D_{max}]$.

Выражение для числа витков фазы статора w_1 может быть найдено из известных соотношений (2-2) и (2-4):

$$w_1 = \frac{U p}{4{,}44 f k_{об} D l B_1}. \tag{10-75}$$

Учитывая, что B_1 лежит в пределах $0{,}5\ тл \leqslant B_1 \leqslant 1\ тл$, и принимая во внимание соотношение (10-11), из формулы (10-75) получим

$$w_{1\,min} = 0{,}048 \frac{Up^2}{D^2 l k_{об}}. \qquad (10\text{-}76)$$

$$w_{1\,max} = 0{,}57 \frac{Up^2}{D^2 l k_{об}}; \qquad (10\text{-}77)$$

Соотношения (10-76) и (10-77) позволяют для каждого D найти зону допустимых значений w_1 из условия обеспечения нормальных значений индукции в воздушном зазоре. От $w_{1\,min}$ и $w_{1\,max}$ можно перейти к предельным значениям числа эффективных проводников в пазу

$$s_{п\,min} = \frac{2w_{1\,min}a_1 m_1}{z_1}; \qquad (10\text{-}78)$$

$$s_{п\,max} = \frac{2w_{1\,max}a_1 m_1}{z_1}. \qquad (10\text{-}79)$$

В общем случае значения $s_{п\,min}$ и $s_{п\,max}$, найденные из последних равенств, будут дробными. Поэтому в качестве практически реализуемых предельных значений следует взять за $s_{п\,min}$ ближайшее целое число, большее $s_{п\,min}$ и кратное 2, а в качестве $s_{п\,max}$ — ближайшее целое число, меньшее $s_{п\,max}$ и кратное 2.* Пусть в интервале $[s_{п\,min}, s_{п\,max}]$ содержится m целых чисел $s_п$, кратных 2. Тогда число практически реализуемых значений w_1 будет также m. Каждое значение w_1 определяется по формуле:

$$w_1 = \frac{z_1 s_п}{2am_1}. \qquad (10\text{-}80)$$

Используя приведенные выше соотношения, можно составить таблицу возможных сочетаний различных значений D и w_1. (табл. 10-7).

Таблица 10-7

Зона допустимых сочетаний D и w_1, полученная из условия обеспечения нормальных значений индукции в воздушном зазоре B_1

w_{1L}	D, м						
	$D_1 = D_{min}$	D_2	D_3	D_4		. . .	D_{max}
w_{11}							
w_{12}							
w_{13}							
w_{14}							
w_{1m}							

Величина тока статора $I_ф$ заранее не известна, но можно совершенно точно сказать, что она никогда не будет меньше $\frac{P_2}{m_1 U}$ и редко превысит $\frac{1{,}8P_2}{m_1 U}$, т. е.

$$\frac{P_2}{m_1 U} \leqslant I_ф \leqslant \frac{1{,}8P_2}{m_1 U}. \qquad (10\text{-}81)$$

* Требование четности значений $s_п$ является обязательным лишь для дву[illegible] обмоток. О[illegible]слойные обмотки могут выполняться как с четными, так и с [illegible]

Линейная нагрузка определяется выражением:

$$A = \frac{2I_ф m_1 w_1}{\pi D}, \quad \frac{a}{м}, \tag{10-82}$$

и лежит в пределах $25\,000 \leqslant A \leqslant 70\,000$ *а/м*.

Соотношения (10-81) и (10-82) позволяют записать следующие ограничения для w_1, найденные из условия обеспечения нормальных значений линейной нагрузки:

$$w_{1\,min} = 22\,000 DU/P_2, \tag{10-83}$$

$$w_{1\,max} = 78\,000 DU/P_2. \tag{10-84}$$

Последние выражения позволяют составить еще одну таблицу возможных комбинаций D и w_{1i} (табл. 10-8).

Таблица 10-8

Зона допустимых сочетаний D и w_{1i}, полученная из условия обеспечения нормальных значений линейной нагрузки A

w_1	D, м						
	$D_1 = D_{min}$	D_2	D_3	D_4	D_5	. . .	D_{max}
w_{11}	×	×	×	×			
w_{12}	×	×	×	×			
w_{13}	×		×			×	
w_{14}		×	×	×			×
. . .				×	×	×	×
w_{1m}				×	×	×	×

Результирующая зона допустимых сочетаний D и w_1 получается путем наложения таблиц 10-7 и 10-8 (табл. 10-9).

Таблица 10-9

Результирующая зона допустимых сочетаний D и w_{1i}

w_{1i}	D, м						
	$D_1 = D_{min}$	D_2	D_3	D_4	D_5	. . .	D_{max}
w_{11}							
w_{12}				×	×		
w_{13}	×	×	×	×	×	×	
w_{14}		×	×	×	×		
. . .			×	×			
w_{1m}							

Пример 10-4. Для асинхронного электродвигателя со следующими данными: $P_2 = 13\,000$ *вт*, $U = 220$ *в*, $f = 50$ *гц*, $p = 2$, $n = 1500$ об/мин; $k_{об} = 0{,}902$, $z_1 = 36$ имеем

$$D_{min} = 0{,}035 \sqrt[3]{\frac{P_2 p}{k_{об} n}} = 0{,}035 \sqrt[3]{\frac{13\,000 \cdot 2}{0{,}902 \cdot 1500}} = 0{,}094 \text{ м};$$

$$D_{max} = 0{,}12 \sqrt[3]{\frac{P_2 p}{k_{об} n}} = 0{,}12 \sqrt[3]{\frac{13\,000 \cdot 2}{0{,}902 \cdot 1500}} = 0{,}322 \text{ м}.$$

Таблица 10-10

w_1	D_1, м								
	0,094	0,12	0,15	0,18	0,21	0,24	0,27	0,3	0,322
60			×						
66		×	×						
72		×	×	×					
78		×	×	×	×				
84		×	×	×	×				
90		×	×	×	×	×			
96		×	×	×	×	×			
102		×	×	×	×	×	×		
108	×	×	×	×	×	×	×		
114	×	×	×	×	×	×	×	×	
120	×	×	×	×	×	×	×		
126		×	×	×	×	×	×		
132		×	×	×	×	×	×		
138		×	×	×	×	×	×		
144		×	×	×	×	×	×		
150		×	×	×	×	×	×		
156		×	×	×	×	×			
162			×	×	×	×			
168			×	×	×	×			
174			×	×	×	×			
180			×	×	×	×			
186			×	×	×	×			
192			×	×	×				
198			×	×	×				
204				×	×				
210				×	×				
216				×	×				
222				×	×				
228				×	×				
234				×	×				
240					×				
246					×				

Учитывая соотношения (10-76), (10-77), (10-83), (10-84), составим таблицу возможных сочетаний D и w_1 (табл. 10-10).

В связи с тем что значения наружного диаметра пакета статора D_a унифицированы, проектировщик должен решить, какую именно величину D_a из стандартного ряда нужно взять в сочетании с тем или иным D. При этом одна стандартная величина $D_a^{\text{станд}}$ может быть поставлена в соответствие нескольким значениям D из диапазона $[D_{\min}, D_{\max}]$.

Коэффициент $k_D = D_a/D$ в этом случае меняется при переходе от одного значения D к другому, но он должен лежать в определенных пределах (в зависимости от числа полюсов $2p$):

$2p$	2	4	5	8
k	1,65—2,05	1,45—1,75	1,35—1,55	1,3—1,45

Можно, задаваясь различными D_a из стандартного ряда, проверить, укладываются ли значения k_D для данного D в указанных пределах. Проще, однако, воспользоваться семейством прямых, изображенных на рис. 10-17, для чего нужно найти величины $1/D_{\min}$ и $1/D_{\max}$ и, отложив их на оси абсцисс, провести две вертикальные прямые. В зависимости от полюсности ($2p$) на чертеже обозначится квадрат (на рис. 10-18, *б* этот квадрат ограничен штриховой линией для случая $D_{\min} = 0{,}094$ *м*; $D_{\max} = 0{,}3$ *м*; $2p = 4$.

По линиям, оказавшимся внутри квадрата, определяются значения $D_a^{\text{станд}}$, приемлемые для использования в сочетании с теми или иными значениями D из интервала $[D_{\min}, D_{\max}]$, и коэффициенты k_D, которые обеспечивают выполнение равенства $Dk_D = D_a^{\text{станд}}$.

Для рассматриваемого примера значения k_D сведены в табл. 10-11.

6. Представление параметров в виде функций расчетной длины. Все параметры асинхронного двигателя могут быть представлены в виде двучленов с одним постоянным членом и другим, зависящим от длины (табл. 10-12).

Таблица 10-11

Значения k_D к примеру 10-4

D, *м*			0,094	0,12	0,15	0,18	0,21	0,24	0,27	0,3
$\frac{1}{D}$, *м*$^{-1}$			10,65	8,32	6,67	5,56	4,78	4,17	3,71	3,33
D_a	0,458	k_D							1,7	1,54
	0,393							1,64	1,46	
	0,343						1,64			
	0,291					1,62				
	0,248				1,65					
	0,208			1,71						
	0,180			1,5						
	0,153		1,63							

Таблица 10-12

Расчетные формулы для определения параметров

$r_1 = \bar{r}_1 + \tilde{r}_1 l$	$\bar{r}_1 = \dfrac{5{,}1\rho_1 l_{л1} w_1^2 m_1}{\left(k_D^2 - 1\right) k_{п.с} k_{з1} D^2}$	$\tilde{r}_1 = \dfrac{5{,}1\rho_1 k_{l1} w_1^2 m_1}{\left(k_D^2 - 1\right) k_{п.с} k_{з1} D^2}$
$r_2' = \bar{r}_2' + \tilde{r}_2' l$	а) для фазного ротора $\bar{r}_2' = \dfrac{5{,}1\rho_2 l_{л2} m_1}{\left(1 - k_d^2\right) k_{п.с} k_{з1} D^2} \left(\dfrac{w_1 k_{об}}{k_{об л}}\right)^2$ б) для беличьей клетки $\bar{r}_2' = \dfrac{16\rho_2 (w_1 k_{об})^2 m_1 \nu}{\left(1 - k_d^2\right) k_{п.р} D k_{ск}^2 \sin \dfrac{180° p}{z_2}}$	а) для фазного ротора $\tilde{r}_2' = \dfrac{5{,}1\rho_2 k_{l2} m_1}{\left(1 - k_d^2\right) k_{п.р} k_{з2} D^2} \left(\dfrac{w_1 k_{об}}{k_{об 2}}\right)^2$ б) для беличьей клетки $\tilde{r}_2' = \dfrac{5{,}1\rho_2 (w_1 k_{об})^2 m_1 k_{l2}}{\left(1 - k_d^2\right) k_{п.р} D^2 k_{ск}^2}$
$r_к = \bar{r}_к + \tilde{r}_к l$	$\bar{r}_к = \sigma \bar{r}_1 + \bar{r}_1' \sigma^2$	$\tilde{r}_к = \sigma \tilde{r}_1 + \tilde{r}_2' \sigma^2$
$x_1 = \bar{x}_1 + \tilde{x}_2 l$	$\bar{x}_1 = 0{,}316 \cdot 10^{-4} f w_1^2 \dfrac{m_1}{z_1} \cdot \dfrac{1{,}15 q_1 \tau (3\beta_1 - 1)}{4}$	$\tilde{x}_1 = 0{,}316 \cdot 10^{-4} f w_1^2 \dfrac{m_1}{z_1} \left(\lambda_{п1} + \lambda_{д1}\right)$
$x_2 = \bar{x}_2 + \tilde{x}_2 l$	а) для фазного ротора $\bar{x}_2' = 0{,}316 \cdot 10^{-4} f \dfrac{m_1}{z_1} \times \left(\dfrac{w_1 k_{об}}{k_{об2}}\right)^2 \dfrac{1{,}15 q_2 \tau (3\beta_2 - 1)}{4}$ б) для беличьей клетки * $\bar{x}_2' = \dfrac{0{,}182 f m_1' k_{об}^2 w_1^2 D}{\left(k_{ск} z_2 \sin \dfrac{180° p}{z_2}\right)^2} \times \lg \dfrac{4{,}7D}{a_к + 2b_к}$	а) для фазного ротора $\tilde{x}_2' = 0{,}316 \cdot 10^{-4} f \dfrac{m_1}{z_1} \times \left(\dfrac{w_1 k_{об}}{k_{об2}}\right)^2 (\lambda_{п2} + \lambda_{д2})$ б) для беличьей клетки $\tilde{x}_2' = 0{,}316 \cdot 10^{-4} \times f \dfrac{m_1 (w_1 k_{об})^2}{z_2 k_{ск}^2} (\lambda_{п1} + \lambda_{д2})$
$x_к = \bar{x}_к + \tilde{x}_к l$	$\bar{x}_к = \sigma \bar{x}_1 + \bar{x}_2' \sigma^2$	$\tilde{x}_к = \sigma \tilde{x}_1 + \tilde{x}_2' \sigma^2$

Примечания: 1. Высота кольца $a_к = (1{,}3 \div 1{,}6)\, h_{п.р}$; толщина кольца

$$b_к = \frac{0{,}393 D^2 \left(1 - k_d^2\right) k_{п.р}}{a_к z_2 \nu \sin \dfrac{180° p}{z_2}};$$

ν — отношение плотности тока в кольце к плотности тока в стержне.

2. В начале расчета можно принять:

$$\lambda_{п1} = \frac{h_{п.с} (3\beta_1 + 1)}{12 b_{п.с}}; \quad \lambda_{п2} = \frac{h_{п.р} (3\beta_2 + 1)}{12 b_{п.р}}; \quad \lambda_{д1} = (0{,}2 \div 0{,}3) \frac{D}{z_1 \delta}; \quad \lambda_{д2} = (0{,}2 \div 0{,}3) \frac{D}{z_2 \delta};$$

$$h_{п.с} = \frac{D}{p + 0{,}59} \left\{0{,}25 (k_D - 1) p - 0{,}28 + \sqrt{\left[0{,}25 \left(k_D - 1\right) p - 0{,}28\right]^2 + 0{,}147 (p + 0{,}59) \left(k_D^2 - 1\right) k_{п.с}}\right\}; \quad b_{п.с} = \frac{\pi D^2 \left(k_D^2 - 1\right) k_{п.с}}{4 z_1 h_{п.с}}$$

$$h_{п.р} = \frac{D}{p - 0{,}59} \left\{0{,}25\left(1 - k_d\right) p - 0{,}28 + \sqrt{\left[0{,}25\left(1 - k_d\right) p - 0{,}28\right]^2 + 0{,}147 (p - 0{,}59) \left(1 - k_d^2\right) k_{п.р}}\right\}.$$

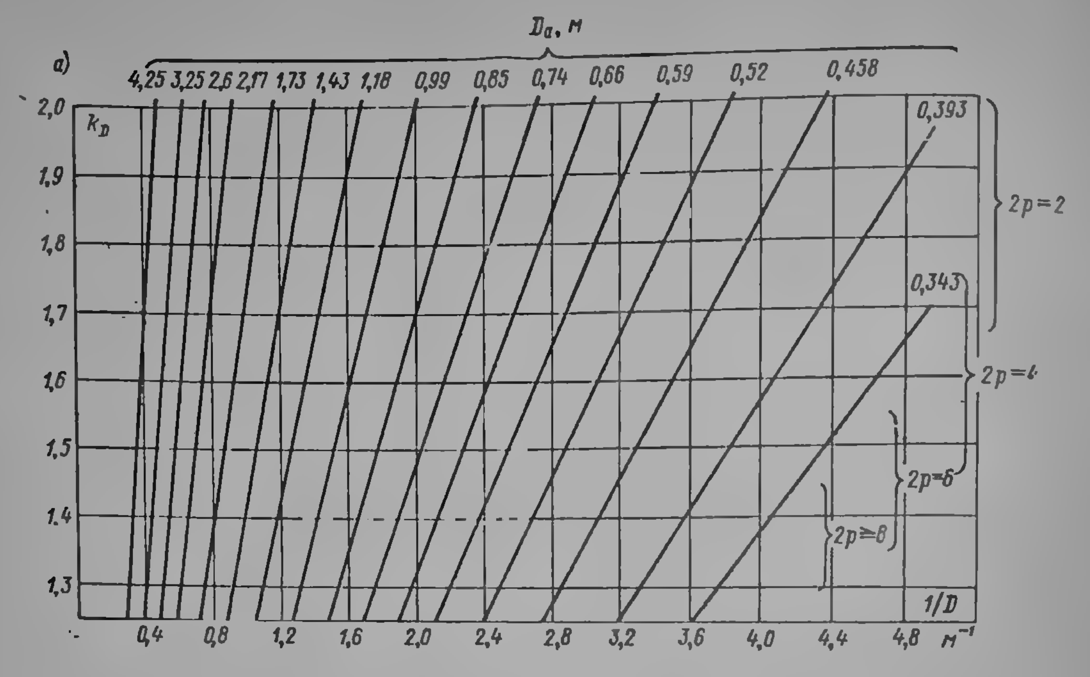
$$b_{п.р} = \frac{\pi D^2 \left(1 - k_d^2\right) k_{п.р}}{4 z_2 h_{п.р}}$$

Отметим, что в режиме пуска сопротивления ротора равны

$$r'_{2\,\text{пуск}} = \bar{r}'_2 + k_r \tilde{r}'_2 l, \ \text{ом} \tag{10-85}$$

и

$$x'_{2\text{пуск}} = \bar{x}'_2 + k_x \tilde{x}'_2 l, \ \text{ом}; \tag{10-86}$$



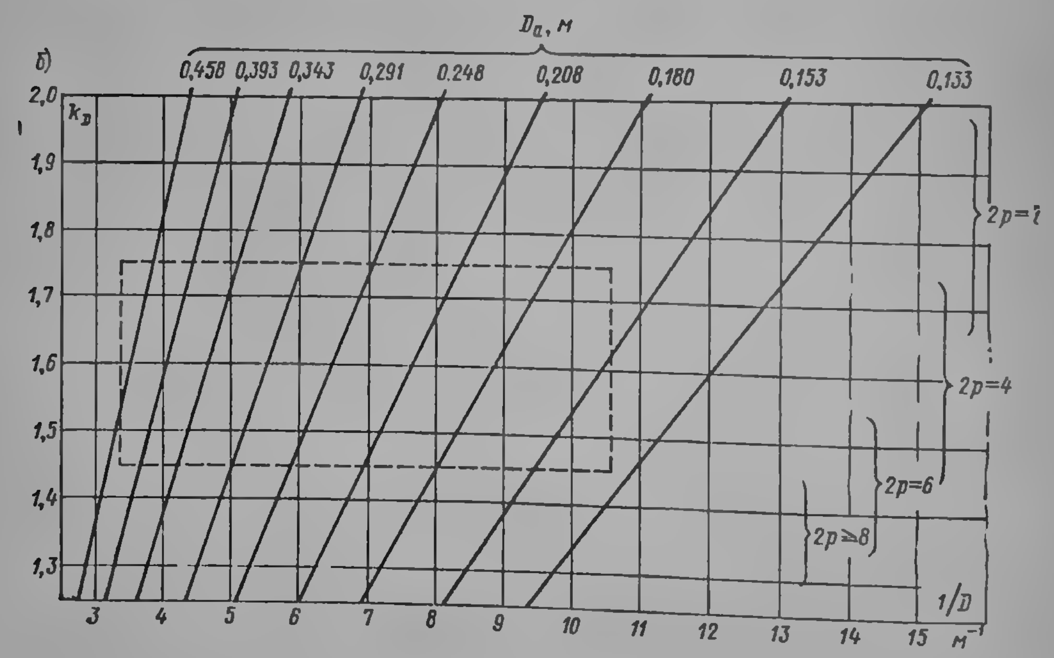


Рис. 10-17. К определению области поиска: $0{,}343 \leqslant D \leqslant 4{,}25$ (*а*); $0{,}133 \leqslant D \leqslant 0{,}458$ (*б*)

где

$$k_r = \xi \frac{\text{sh}\, 2\xi + \sin 2\xi}{\text{ch}\, 2\xi - \cos 2\xi}; \tag{10-87}$$

$$k_x = \frac{3}{2\xi} \frac{\text{sh}\, 2\xi - \sin 2\xi}{\text{ch}\, 2\xi - \cos 2\xi}. \tag{10-88}$$

Параметр ξ определяется по формуле:

$$\xi = h_{\text{п.р}} \sqrt{\pi f \mu \gamma}, \tag{10-89}$$

где μ и γ — магнитная проницаемость, *гн/м*, и удельная проводимость, *сим/м*, материала роторной обмотки.

В соответствии с круговой диаграммой, изображенной на рис. 10-18, ток I_1 двигателя может быть определен по формуле

$$I_1 = \sqrt{(I_\mu + L)^2 + N^2},\ a, \quad (10\text{-}90)$$

где

$$L = \frac{\frac{1}{2}x_к U - \frac{r_к x_х P_2'}{m_1 U} - \sqrt{\left(\frac{x_к U}{2}\right)^2 - \frac{r_к x_к^2 P_2'}{m_1} - \left(\frac{x_к^2 P_2'}{m_1 U}\right)^2}}{r_к^2 + x_к^2},\ a, \quad (10\text{-}91)$$

$$N = L\frac{r_к}{x_к} + \frac{P_2'}{m_1 U},\ a. \quad (10\text{-}92)$$

Здесь P_2' полная механическая мощность на валу, *вт*, складывающаяся из полезной мощности P_2 и механических потерь $P_{мех}$.

Так как L — довольно малая величина, в самом начале расчета можно положить

$$L = (0{,}1 \div 0{,}2)\frac{P_2'}{m_1 U};$$

$$N = (1{,}2 \div 1{,}4)\frac{P_2'}{m_1 U},\ a.$$

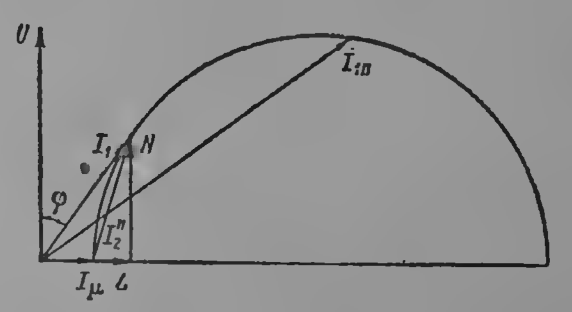


Рис. 10-18. Алгебраизация круговой диаграммы

В начале расчета, когда намагничивающая сила F машины еще не известна, выражение для намагничивающего тока I_μ выводится следующим образом. Примем I_μ обратно пропорциональным произведению Dl, поскольку магнитная проводимость воздушного зазора прямо пропорциональна произведению плавных размеров:

$$I_\mu = \frac{\mu_l}{Dl},\ a, \quad (10\text{-}93)$$

где μ_l — величина, составляющая в предположении, что полная н. с. равна удвоенному значению F_δ,

$$\mu_l = \frac{10^6 U p^2 \delta}{m_1' k_{об}^2 w_1^2 f \sigma},\ ам^2. \quad (10\text{-}94)$$

Значение Dl предварительно можно определить по кривым, рис. 2-8 и 2-9.

После уточнения пазовой геометрии уточняется и значение μ:

$$\mu_l = \frac{pFDl}{0{,}9 m_1 w_1 k_{об}},\ ам^2. \quad (10\text{-}95)$$

Принимая во внимание (10-93), преобразуем (10-90):

$$I_1 = \sqrt{\left(L + \frac{\mu_l}{Dl}\right)^2 + N^2},\ a. \quad (10\text{-}96)$$

Ток ротора I_2'' согласно рис. 10-18 равен

$$I_2'' = \sqrt{L^2 + N^2}. \quad (10\text{-}97)$$

Выражения для определения потерь в обмотках статора ($P_{об}$) и ротора ($P_{об\,2}$) имеют вид:

$$P_{об\,1} = m_1 I_1^2 r_1 = m_1\left[\left(L + \frac{\mu_l}{Dl}\right)^2 + N^2\right](\bar{r}_1 + \bar{r}_1 l), \quad (10\text{-}98)$$

$$P_{об\,2} = m_1 (I_2'')^2 r_2' \sigma^2 = m_1 (L^2 + N^2)(\bar{r}_2' + \bar{r}_2' l)\sigma^2. \quad (10\text{-}99)$$

Основные потери в стали статора определяются по формуле:

$$P_{ст.\,ст} = P_{уд}\left(k_{д.\,з}B^2_{з.\,с}G_{з.\,с} + k_{д.\,я}B^2_{я.\,с}G_{я.\,с}\right), \qquad (10\text{-}100)$$

где $p_{уд}$ — удельные потери в стали при частоте f и индукции 1 *тл*, *вт*/(*кг*× ×*тл*²); $k_{д.\,з}$, ($k_{д.\,я}$) — коэффициенты увеличения потерь в зубцах (ярме) статора в результате обработки (согласно [8-3] $k_{д.\,з} = 1{,}8$; $k_{д.\,я} = 1{,}5$); $B_{з.\,с}$ ($B_{я.\,с}$) — расчетная индукция в зубцах (ярме) статора, *тл*.

Поскольку величины $B_{з.\,с}$, $B_{я.\,с}$, $G_{з.\,с}$ и $G_{я.\,с}$ в начале расчета неизвестны, введем в рассмотрение выражение для средней индукции в стали статора $B_{ср}$ и средний коэффициент увеличения потерь $k_{д.\,ср}$, выбираемые таким образом, чтобы выражение в скобках равенства (10-100) было приблизительно равно произведению $k_{д.\,ср}B^2_{ср}G_1$ (G_1 — вес сердечника статора).

Величину $k_{д.\,ср}$ можно положить равной $k_{д.\,ср} = 1{,}6$; а $B_{ср}$ найти из условия:

$$B_{ср} = \frac{B_1}{(1-k_{п.\,с})(k_D^2-1)k_{ef1}}\left[k_D - 1 + \frac{1{,}18k_D}{p} + \sqrt{\left(k_D - 1 + \frac{1{,}18k_D}{p}\right)^2 - \frac{1}{p}\left(2{,}36 + \frac{1{,}4}{p}\right)(k_D^2-1)(1-k_{п.\,с})}\right] =$$

$$= \frac{Up}{4{,}44fk_{об}Dl\sigma w_1(1-k_{п.\,с})(k_D^2-1)k_{ef1}}\left[k_D - 1 + \frac{1{,}18k_D}{p} + \sqrt{\left(k_D - 1 + \frac{1{,}18k_D}{p}\right)^2 - \frac{1}{p}\left(2{,}36 + \frac{1{,}4}{p}\right)(k_D^2-1)(1-k_{п.\,с})}\right]. \qquad (10\text{-}101)$$

Тогда формула (10-100) примет вид:

$$P_{ст.\,ст} = p_{уд}k_{д.\,ср}B^2_{ср}G_1 = 0{,}08\left\{\frac{Up}{fk_{об}w_1\sigma(1-k_{п.\,с})(k_D^2-1)k_{ef1}}\left[k_D - 1 + \frac{1{,}18k_D}{p} + \sqrt{\left(k_D - 1 + \frac{1{,}18k_D}{p}\right)^2 - \frac{1}{p}\left(2{,}36 + \frac{1{,}4}{p}\right)(k_D^2-1)(1-k_{п.\,с})}\right]\right\}^2 \times \frac{p_{уд}G_1}{D^2l^2}. \qquad (10\text{-}102)$$

С целью упрощения записи будем пользоваться выражением:

$$P_{ст.\,ст} = \zeta\frac{p_{уд}G_1}{D^2l^2}, \qquad (10\text{-}103)$$

где

$$\zeta = 0{,}08\left\{\frac{Up}{fk_{об}w_1\sigma(1-k_{п.\,с})(k_D^2-1)k_{ef1}}\left[k_D - 1 + \frac{1{,}18k_D}{p} + \sqrt{\left(k_D - 1 + \frac{1{,}18k_D}{p}\right)^2 - \frac{1}{p}\left(2{,}36 + \frac{1{,}4}{p}\right)(k_D^2-1)(1-k_{п.\,с})}\right]\right\}^2. \qquad (10\text{-}104)$$

Так как масса активной стали статора

$$G_1 = \frac{\pi}{4}D^2(k_D^2-1)(1-k_{п.\,с})\bar{k}_{ef1}l\gamma_{Fe} = 6120(1-k_{п.\,с})(k_D^2-1)k_{ef2}lD^2. \qquad (10\text{-}105)$$

Формула (10-103) для определения $P_{ст.\,ст}$ преобразуется следующим образом:

$$P_{ст.\,ст} = 6120(1-k_{п.\,с})(k_D^2-1)k_{ef1}p_{уд}\frac{\zeta}{l}. \qquad (10\text{-}106)$$

В начале расчета величина ζ определяется из равенства (10-104), а затем уточняется по формуле:

$$\zeta = \frac{k_{д.\ з} B^2_{з.\ с} G_{з.\ с} + k_{д.\ я} B^2_{я.\ с} G_{я.\ с}}{G_{з.\ с} + G_{я.\ с}} D^2 l^2, \qquad (10\text{-}107)$$

после чего производится пересчет соответственно новому значению ζ.

С учетом соотношений, приведенных в [8-3], механические потери определяются так:

$$P_{мех} = 0{,}042 n^2 D^3 l. \qquad (10\text{-}108)$$

Добавочные потери могут быть оценены по формуле:

$$P_д = k_д P_2, \qquad (10\text{-}109)$$

где $k_д = 0{,}005 \div 0{,}015$.

Они являются степенными функциями l.

Общая сумма потерь в машине (тепловые потери) может быть представлена в виде:

$$Q_т = P_{об\,1} + P_{об\,2} + P_{ст.\,ст} + P_{мех} + P_д = V_1 l + V_2 + V_3 l^{-1} + V_4 l^{-2}, \qquad (10\text{-}110)$$

где

$$V_1 = m_1 (L^2 + N^2)(\tilde{r}_1 + \sigma^2 \tilde{r}'_2) + 0{,}042 n^2 D^3, \qquad (10\text{-}111)$$

$$V_2 = m_1 (L^2 + N^2)(\bar{r}_1 + \sigma^2 \bar{r}'_2) + \frac{2L\mu_l}{D} \tilde{r}_1 + P_2 k_д, \qquad (10\text{-}112)$$

$$V_3 = 6120 (1 - k_{п\ с})(k_D^2 - 1)\, k_{ef\ 1} p_{уд} \zeta + m_1 \left[\frac{2L\mu_l}{D} \bar{r}_1 + \left(\frac{\mu_l}{D}\right)^2 \tilde{r}_1\right]. \qquad (10\text{-}113)$$

$$V_4 = m_1 \left(\frac{\mu_l}{D}\right)^2 \bar{r}_1. \qquad (10\text{-}114)$$

7. Определение предельных значений расчетной длины. Рассмотрим перечисленные ранее требования и вытекающие из них ограничения. Заданная жесткость механической характеристики достигается при выполнении неравенства:

$$M_д \leqslant \frac{m_1 U^2 p r'_2}{2\pi f s_д \left[\left(r_1 + \frac{\sigma r'_2}{s_д}\right)^2 + \frac{x_к^2}{\sigma^2}\right]}, \qquad (10\text{-}115)$$

где $M_д$ — расчетное значение момента на валу, $н \cdot м$; $s_д$ — наибольшее допустимое значение скольжения при моменте.

С помощью рассмотренных ранее соотношений $r_1 = \bar{r}_1 + \tilde{r}_1 l$, $r'_2 = \bar{r}'_2 + \tilde{r}'_2 l$, $x_к = \bar{x}_к + \tilde{x}_к l$ получим из (10-115) следующее ограничение:

$$\alpha_1 l^2 + \alpha_2 l + \alpha_3 \leqslant 0, \qquad (10\text{-}116)$$

где

$$\left.\begin{aligned} \alpha_1 &= \left(\tilde{r}_1 + \frac{\sigma \tilde{r}'_2}{s_д}\right)^2 + \frac{\tilde{x}_к^2}{\sigma^2}, \\ \alpha_2 &= 2\left(\bar{r}_1 + \frac{\sigma \bar{r}'_2}{s_д}\right)\left(\tilde{r}_1 + \frac{\sigma \tilde{r}'_2}{s_д}\right) + \frac{2\bar{x}_к \tilde{x}_к}{\sigma^2} - \frac{m_1 U^2 p \tilde{r}'_2}{2\pi M_д s_д f}, \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}117)$$

$$\alpha_3 = \left(\bar{r}_1 + \frac{\sigma \bar{r}'_2}{s_д}\right) + \frac{\bar{x}_к^2}{\sigma^2} - \frac{m_1 U^2 p \bar{r}'_2}{2\pi M_д s_д f}. \qquad (10\text{-}118)$$

Значения l, удовлетворяющие неравенству (10-116), определяются из условия

$$l \leqslant l_\alpha = \frac{-\alpha_2 + \sqrt{\alpha_2^2 - 4\alpha_1\alpha_3}}{2\alpha_1} \qquad (10\text{-}119)$$

и представляются областью, расположенной ниже кривой l_α на рис. 10-19.

Аналогично выводятся формулы, учитывающие минимальную перегрузочную способность двигателя, и вытекающее из этого ограничения соотношение $l \leqslant l_\beta$, при соблюдении которого допустимые значения $l = f(D)$ располагаются ниже кривой l_β на рис. 10-19, ограничение по пусковому моменту $l \leqslant l_\gamma$, по мощности на валу ($l \leqslant l_\delta$), неравенства для которых приведены в табл. 10-13.

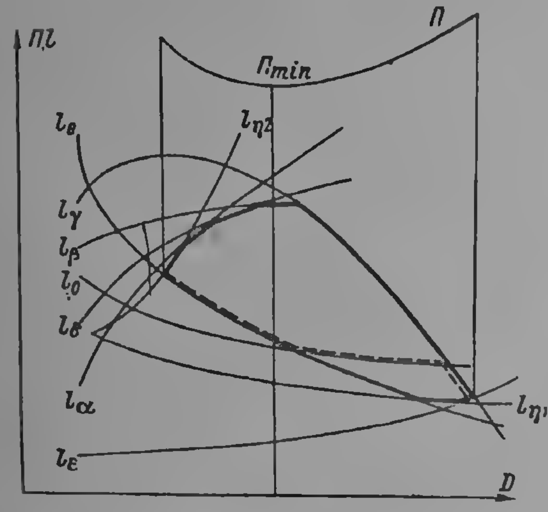


Рис. 10-19. Определение области поиска оптимального варианта методом предельных параметров

Ограничения по пусковому току, к. п. д. и превышению температуры определяют минимальную длину сердечника. Вывод формулы для ограничения по пусковому току аналогичен выводу для ограничения по жесткости характеристики (табл. 10-13), и условие $l \geqslant l_\varepsilon$ отличается только знаком.

В некоторых случаях значение к. п. д. задают в технических условиях, если потребление энергии ограничено. Когда задана нижняя граница к. п. д. должно выполняться условие

$$\eta \leqslant \frac{P_2}{P_{об\,1} + P_{об\,2} + P_{ст.\,ст} + P_{мех} + P_{д} + P_2} = \frac{P_2}{Q_т + P_2}. \qquad (10\text{-}120)$$

Подставив вместо $Q_т$ его выражение из (10-110) —(10-114), получим

$$V_1 l^3 + \left[V_2 - P_2\left(\frac{1}{\eta} - 1\right)\right] l^2 + V_3 l + V_4 \leqslant 0. \qquad (10\text{-}121)$$

Допустимая расчетная длина лежит между двумя положительными корнями ($l_{\eta 1}$ и $l_{\eta 2}$) уравнения

$$V_1 l_\eta^3 + \left[V_2 - P_2\left(\frac{1}{\eta} - 1\right)\right] l_\eta^2 + V_3 l_\eta + V_4 = 0 \qquad (10\text{-}122)$$

и располагается на рис. 10-20 между кривыми $l_{\eta 1}$ и $l_{\eta 2}$.

Зафиксировав все переменные, кроме расчетной длины, нужно испытать разные значения l и определить минимальную допустимую по условию превышения температуры обмотки расчетную длину машины l_θ. Расчетные формулы приведены в [1-5] и в главе 8. Например, для закрытых машин превышение температуры корпуса определяется по формуле

$$\theta = \frac{Q_т}{S(\alpha_S + \alpha_к)}, \text{ град}, \qquad (10\text{-}123)$$

где S — полная поверхность охлаждения двигателя, $м^2$; α_S — коэффициент теплоотдачи излучением, $\alpha_S = 6$ *вт/(м² · град)*; $\alpha_к$ — коэффициент теплоотдачи конвекцией, при естественном охлаждении $\alpha_к = 8$ *вт/(м² · град)*.

Для обдуваемых машин в соответствии с [1-5]

$$\alpha_к = 7{,}14 v^{0,78} \text{ вт/(м}^2\cdot\text{град)} \qquad (10\text{-}124)$$

где v — скорость охлаждающего воздуха, *м/сек*.

Поверхность охлаждения S может быть найдена из соотношения:

$$S = \pi k_D D k_{ребр}(l + \tau) + \frac{\pi k_D^2 D^2}{2}, \text{ м}^2, \qquad (10\text{-}125)$$

Таблица 10-13

Определение предельных значений расчетной длины двигателя в зависимости от различных ограничений

Вид ограничения	Требование по перегрузочной способности	Условие обеспечения необходимого пускового момента	Условие обеспечения требуемой мощности	Ограничение по пусковому току
	$\beta_1 l^2 + \beta_2 l + \beta_3 \leqslant 0$	$\gamma_1 l^2 + \gamma_2 l + \gamma_3 \leqslant 0$	$\delta_1 l^2 + \delta_2 l + \delta_3 \leqslant 0$	$\varepsilon_1 l^2 + \varepsilon_2 l + \varepsilon_3 \geqslant 0$
Формулы для вычисления коэффициентов	$\beta_1 = \tilde{x}_к^2 \sigma^2$	$\gamma_1 = \left(\tilde{r}_1 + \sigma k_r \tilde{r}'_2\right)^2 + \left(\tilde{x}_1 + k_x \sigma \tilde{x}'_2\right)^2$	$\delta_1 = \tilde{x}_к^2$	$\varepsilon_1 = \left(\tilde{r}_1 + k_r \sigma \bar{r}'_2\right)^2 + \left(\tilde{x}_1 + k_x \sigma \tilde{x}'_2\right)^2$
	$\beta_2 = \dfrac{2\bar{x}_к \tilde{x}_к}{\sigma^2} + \dfrac{m_1 U^2 p \tilde{r}_1}{2\pi M_m f \sigma}$	$\gamma_2 = 2\left[\dfrac{\bar{r}_к}{\sigma}\left(\tilde{r}_1 + \sigma k_2 \tilde{r}'_2\right) + \dfrac{\bar{x}_к}{\sigma}\left(\tilde{x}_1 + \sigma k_x \tilde{x}'_2\right)\right] - \dfrac{m_1 U^2 p k_2 \tilde{r}'_2}{2\pi M_п f}$	$\delta_2 = 2\bar{x}_к \tilde{x}_к + \dfrac{m_1 U^2}{2P'_2}$	$\varepsilon_2 = \dfrac{2}{\sigma}\left[\bar{r}_к\left(\tilde{r}_1 + k_r \sigma \bar{r}'_2\right) + \bar{x}_к\left(\tilde{x}_1 + k_x \sigma \tilde{x}'_2\right)\right]$
	$\beta_3 = \dfrac{\bar{x}_к^2}{\sigma^2} + \dfrac{m_1 U^2 p \bar{r}_1}{2\pi M_m f \sigma} - \left(\dfrac{m_1 U^2 p}{4\pi M_m f \sigma}\right)^2$	$\gamma_3 = \dfrac{\left(\bar{r}_к^2 + \bar{x}_к^2\right)}{\sigma^2} - \dfrac{m_1 U^2 p \bar{r}'_1}{2\pi M_п f}$	$\dfrac{mU^2}{2P'_2}\left(2\bar{r}_к - \dfrac{mU_1^2}{2P'_2}\right) - \bar{x}_к^2$	$\varepsilon_3 = \dfrac{\bar{r}_к^2 + \bar{x}_к^2}{\sigma^2} - \left(\dfrac{U k_{I\mu}}{I_{п1}}\right)^2$
Ограничение по длине	$l < l_\beta = \dfrac{-\beta_2 + \sqrt{\beta_2^2 - 4\beta_1\beta_3}}{2\beta_1}$	$l \leqslant l_\gamma = \dfrac{-\gamma_2 + \sqrt{\gamma_2^2 - 4\gamma_1\gamma_3}}{2\gamma_1}$	$l \leqslant l_\delta = \dfrac{-\delta_2 + \sqrt{\delta_2^2 - 4\delta_1\delta_3}}{2\delta_1}$	$l > l_\varepsilon = \dfrac{-\varepsilon_2 + \sqrt{\varepsilon_2^2 - 4\varepsilon_1\varepsilon_2}}{2\varepsilon_1}$

где $k_{\text{ребр}}$ — коэффициент, зависящий от вида охлаждаемой поверхности (для гладкой поверхности $k_{\text{ребр}} = 1$, для ребристой $k_{\text{ребр}} = 1{,}1 \div 1{,}4$).

Формулу (10-125) можно представить в виде:

$$S = W_1 l + W_2, \; м^2, \qquad (10\text{-}126)$$

где

$$W_1 = \pi k_D D k_{\text{ребр}}, \; м^2, \qquad (10\text{-}127)$$

$$w_2 = \pi k_D D^2 \left(k_{\text{ребр}} \frac{\pi}{2p} + 0{,}5 k_D\right), \; м^2. \qquad (10\text{-}128)$$

С учетом выражений для $Q_т$ и S ограничение по превышению температуры примет вид:

$$\theta_{\text{доп}} \geqslant \frac{Q_т}{(\alpha_S + \alpha_к) S} = \frac{V_1 l + V_2 + V_3 l^{-1} + V_4 l^{-2}}{(\alpha_S + \alpha_к)(W_1 l + W_2)}, \; град. \qquad (10\text{-}129)$$

Преобразовав соотношение (10-128), получим неравенство третьей степени

$$[\theta_{\text{доп}} (\alpha_S + \alpha_к) W_1 - V_1] l^3 + [\theta_{\text{доп}} (\alpha_S + \alpha_к) W_2 - V_2] l^2 - V_3 l - V_4 \geqslant 0, \qquad (10\text{-}130)$$

из которого можно найти предельное значение расчетной длины l_θ.

Область значений l, удовлетворяющих условию (10-130), расположена над кривой l_θ (рис. 10-19) и ограничена утолщенной линией. Как следует из рисунка,

$$l_{\min} \leqslant l \leqslant l_{\max}. \qquad (10\text{-}131)$$

Основные расчетные соотношения для ограничений длины суммированы в табл. 10-13. При выборе расчетных значений $M_д$, M_m, $M_п$, P_2, $I_{п1}$, η и $\theta_{\text{доп}}$ необходимо принимать их с некоторым технологическим запасом.

8. **Наивыгоднейшее значение расчетной длины.** Полное выражение может быть представлено в виде:

$$П = (p_н + p_а)(К_{ст} + К_{об\,1} + К_{об\,2} + К_{из.\,с.\,п\,1} + К_{из.\,п\,1} + К_{из.\,л\,1} + К_{из.\,сп\,2} + К_{из.\,п\,2} + К_{из.\,л\,2} + К_к) + (С_{ст} + С_{мех} + С_д + С_\varphi) t_ф + (С_{об\,1} + С_{об\,2}) t_{пр} \; руб/год. \qquad (10\text{-}132)$$

Формулы для определения членов этого равенства даны в табл. 10-14.

Цены обмоточных проводов $Ц_{об1}$ и $Ц_{об2}$ выбираются по прейскуранту для сечений, $м^2$:

$$s_1 = \frac{\pi D^2 (k_D^2 - 1) k_{п\;с} k_{з\,1}}{8 w_1 m_1 a_1 n_1}, \qquad (10\text{-}133)$$

$$s_2 = \frac{\pi D^2 (1 - k_d^2) k_{пр} k_{з\,2}}{8 w_2 m_2 a_2 n_2}. \qquad (10\text{-}134)$$

В формулах для определения $К_{из.\,с.\,п1}$, $К_{из.\,л1}$, $К_{из.\,с.\,п2}$, $К_{из.\,л2}$ коэффициенты $k_{нх.\,п1}$, $k_{нх.\,л1}$, $k_{нх.\,п2}$, $k_{нх.\,л2}$ учитывают увеличение расходуемой изоляции секций в результате нахлеста (для 1/4 нахлеста $k_{нх} = 1{,}33$; для 1/2 нахлеста $k_{нх} = 2$; для 3/4 нахлеста $k_{нх} = 4$).

Формула для подсчета стоимости конструктивных материалов взята из [10-8].

Формулы для $С_{ст}$, $С_{об1}$, $С_{об2}$, $С_{мех}$, $С_д$ получены умножением выражений для $P_{ст}$, $P_{об1}$, $P_{об2}$, $P_{мех}$, $P_д$ (см. табл. 10-14) на $Ц_{эл}$.

Выражение для $С_\varphi$ ($С_\varphi$ — затраты на компенсацию реактивной мощности) получено путем следующих рассуждений. Согласно [10-21] выражение для определения затрат $С_\varphi$ имеет вид:

$$С_\varphi = (Q - P_1 \operatorname{tg} \varphi_0) Ц_\varphi, \; руб/ч, \qquad (10\text{-}135)$$

где Q — реактивная мощность двигателя, *вар*; P_1 — активная потребляемая мощность, *вт*; φ_1 — сдвиг по фазе между напряжением и током, соот-

Статья расходов	Компоненты выражения приведенной стоимости	
	Элементы капитальных затрат, руб.	Элементы эксплуатационных расходов, руб.
Электротехническая сталь	$К_{ст} = \left[\left(7800k_D^2 - 6120\right) k_{ef1} Ц_{ст.\,ст} + 6120k_{ef2} Ц_{ст.\,рот}\right] D^2 l$	$C_{ст} = 6120\left(1 - k_{п.\,с}\right)\left(k_D^2 - 1\right) k_{ef1} p_{уд} \xi \frac{Ц_{эл}}{l}$
Обмотка статора	$К_{об\,1} = 14\,000D^2\left(k_D^2 - 1\right) k_{п.\,с} k_{з\,1}\left(lk_{L\,1} + l_{л\,1}\right) Ц_{об\,1}$	$C_{об\,1} = m_1\left\|\left(L + \frac{\mu_l}{Dl}\right)^2 + N^2\right\|\left(\bar{r}_1 + \tilde{r}_1 l\right) Ц_{эл}$
Обмотка ротора	а) беличья клетка $К_{об\,2} = \left(0{,}785D^2 lk_{L\,2} + \frac{2{,}46D^2}{z_2 \nu \sin\frac{180°p}{z_2}}\right)\left(1 - k_d^2\right) k_{п.\,р} \gamma_к Ц_к$ б) фазный ротор $К_{об\,2} = 14\,000D^2\left(1 - k_d^2\right) k_{п.\,р} k_{з\,2}\left(lk_{L\,2} + l_{л\,2}\right) Ц_{об\,2}$	$C_{об\,2} = m_1\sigma^2\left(L^2 + N^2\right)\left(\tilde{r}_2' l + \bar{r}_2'\right) Ц_{эл}$
Изоляция всех секций статорной обмотки (в пределах пазовой части)	$К_{из.\,с.\,п\,1} = 3{,}55k_{нх.\,п.\,1}\sqrt{Q_1\left(k_D^2 - 1\right) k_{п.\,с} k_{з.\,с\,1}}\, D' k_{L\,1} Ц_{из.\,с.\,п\,1}$	
Пазовая изоляция статора	$К_{из.\,п\,1} = 3{,}55\sqrt{z_1 k_{п.\,с}\left(k_D^2 - 1\right)}\, Dlk_{L\,1} Ц_{из.\,п\,1}$	
Изоляция лобовых частей статорных секций	$К_{из.\,л\,1} = 3{,}55Dl_{л\,1} k_{нх.\,л\,1}\sqrt{Q_1\left(k_D^2 - 1\right) k_{п.\,с} k_{з.\,с\,1}}\, Ц_{из.\,л\,1}$	
Фазный ротор: Изоляция всех секций роторной обмотки (в пределах пазовой части)	$К_{из.\,с.\,п\,2} = 3{,}55k_{нх.\,п.\,2}\sqrt{D_2\left(1 - k_d^2\right) k_{п.\,р} k_{з.\,с\,2}}\, Dlk_{L\,2} Ц_{из.\,с.\,п\,2}$	
Фазный ротор: Пазовая изоляция ротора	$К_{из.\,п\,2} = 3{,}55\sqrt{z_2 k_{п.\,р}\left(1 - k_d^2\right)}\, Dlk_{L\,2} Ц_{из.\,п\,2}$	
Фазный ротор: Изоляция лобовых частей роторных секций	$К_{из.\,л\,2} = 3{,}55Dl_{л\,2} k_{нх.\,л\,2}\sqrt{Q_2\left(1 - k_d^2\right) k_{п.\,р} k_{з.\,с\,2}}\, Ц_{из.\,л\,2}$	
Конструктивные материалы [10-8]	$К_к = \left(\bar{G}_к + \tilde{G}_к l\right) Ц_к$ (см. таблицу ниже)	
Механические потери	—	$C_{мех} = 0{,}042n^2 D^3 l Ц_{эл}$
Добавочные потери	—	$C_д = k_д P_2 Ц_{эл}$
Затраты на компенсацию реактивной мощности	—	$C_ф = m_1 U\left(\frac{\mu_l}{Dl} + L - N \operatorname{tg}\varphi_1\right) Ц_ф$

Исполнение	$\bar{G}_к$, кг	$\tilde{G}_к$, кг/м	$Ц_к$, руб/кг
Закрытое	$4{,}08k_D^2 D^2\left(10{,}7 + 456k_D D\right)$	$4{,}66k_D D\left(11{,}4 + 376k_D D\right)$	$0{,}1767 + 0{,}233k_D D$
Защищенное	$3{,}34k_D^2 D^2\left(10{,}7 + 156k_D D\right)$	$7{,}3 \cdot 10^{-3}\left(10{,}7 + 156k_D D\right)^2$	0,23

ветствующий оптимальному коэффициенту мощности (выбирается в зависимости от условий эксплуатации двигателя.

Как следует из круговой диаграммы (рис. 10-18).

$$Q = m_1 U (L + I_\mu), \text{ вар}; \quad (10\text{-}136)$$

$$P_1 = m_1 U N, \text{ вт}. \quad (10\text{-}137)$$

Подставив выражения для Q и P_1 в (10-135), получим

$$C_\varphi = m_1 U \left(\frac{\mu_l}{Dl} + L - N \operatorname{tg} \varphi_0 \right) Ц_\varphi, \text{ руб/ч}. \quad (10\text{-}138)$$

С учетом соотношений, данных в табл. 10-14, выражение для приведенной стоимости можно представить в виде:

$$П = R_1 l + R_2 + R_3 l^{-1} + R_4 l^{-2}, \text{ руб/год}. \quad (10\text{-}139)$$

Для определения значения l_0, соответствующего при фиксировании остальных переменных минимуму годовых приведенных затрат $П$, составим выражение производной $dП/dl$ и приравняем его 0. Из равенства (10-138) имеем

$$\frac{dП}{dl} = R_1 - \frac{R_3}{l^2} - \frac{2R_4}{l^3} = 0. \quad (10\text{-}140)$$

Значение l_0 можно найти, решив уравнение 3-й степени

$$R_1 l_0^3 - R_3 l_0 - 2R_4 = 0. \quad (10\text{-}141)$$

Отметим, что в некоторых случаях коэффициент R_4 мал по сравнению с R_1 и R_3, при этом можно записать:

$$l_0 = \sqrt{R_3/R_1}, \text{ м}. \quad (10\text{-}142)$$

Зависимость l_0 от D представлена на рис. 10-19. Сравнение величин l_0, l_{min} и l_{max} определяется наиболее выгодная при данном D расчетная длина $l^{кт}$. Правило выбора $l^{кт}$ заключается в следующем:

$$1) \text{ если } l_{min} \leqslant l_0 \leqslant l_{max}, \text{ то } l^{km} = l_0; \quad (10\text{-}143)$$

$$2) \text{ если } l_0 \leqslant l_{min} \leqslant l_{max}, \text{ то } l^{km} = l_{min}; \quad (10\text{-}144)$$

$$3) \text{ если } l_{min} \leqslant l_{max} \leqslant l_0, \text{ то } l^{km} = l_{max}. \quad (10\text{-}145)$$

Совокупность всех допустимых пар-«кандидатов» $D^{кт}$, $l^{кт}$ представлена на рис. 10-19 штриховой линией. Наилучшей парой D^{opt}, l^{opt} следует считать ту, которой соответствует наименьшая приведенная стоимость, подсчитываемая по формуле (10-132).

Порядок определения наивыгоднейшей пары $k^{opt}_{п.с}$, l^{opt}, а также $k^{opt}_{п.р}$, l^{opt} при варьировании $k_{п.с}$ и $k_{п.р}$ (см. рис. 10-16) полностью аналогичен изложенному выше.

Описанная процедура автоматически приводит к двойному отсеву непригодных пар: а) исключается из рассмотрения значения l, лежащие вне зоны допустимых значений; б) внутри зоны допустимых значений рассматриваются лишь те размеры l, которые лежат либо на кривой l_0, либо на границе зоны.

9. Выбор марки стали статора. Существующая практика проектирования электрических машин использует обычно интуитивный подход к определению марки стали статора. В результате этого нередко оказывается возможным улучшить экономичность спроектированной машины путем замены марки электротехнической стали без изменения конструкции. Для проверки правильности выбора стали нужно учесть: 1) цену; 2) удельные магнитные потери; 3) магнитную проницаемость.

При упрощенном анализе можно сравнить экономичность различных марок, определив годовую приведенную стоимость активной стали как сумму

двух слагаемых: 1) годовых отчислений от стоимости материала; 2) стоимости основных потерь в стали статора за год эксплуатации:

$$П_{ст} = (p_н + p_а) G_{ст} Ц_{ст.\,ст} + P_{ст.\,ст} Ц_{эл} t_ф, \; руб/год. \qquad (10\text{-}146)$$

Масса $G_{ст}$ и потери $P_{ст.\,ст}$ могут быть определены по формулам:

$$G_{ст} = \frac{(G_{з.\,с} + G_{я.\,с})\, k_0}{1 - k_{п.\,с}}, \; кг; \qquad (10\text{-}147)$$

$$P_{ст\;ст} = p_{уд\,50} (f:50)^{1,3} (k_{д.\,з} B^2_{з.\,с} G_{з.\,с} + k_{д.\,я} B^2_{я.\,с} G_{я.\,с}), \; вт, \qquad (10\text{-}148)$$

где k_0 — коэффициент, учитывающий увеличение массы отходов из-за формы заготовки; для цельной вырубки

$$k_0 = \frac{1{,}28 k_D^2 - 1}{k_D^2 - 1}. \qquad (10\text{-}149)$$

С учетом (10-147) и (10-148) равенство (10-146) примет вид:

$$П_{ст} = (p_н + p_а) \frac{(G_{з.\,с} + G_{я.\,с})\, k_0}{1 - k_{п.с}} Ц_{ст.\,ст} +$$

$$+ p_{уд.\,50} \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} (k_{д.\,з} B^2_{з.\,с} G_{з.\,с} + k_{д.\,я} B^2_{я.\,с} G_{я.\,с})\, t_ф Ц_{эл}, \; руб/год. \qquad (10\text{-}150)$$

Различные марки электротехнической стали отличаются друг от друга ценой ($Ц_{ст.\,ст}$) и удельными потерями ($p_{уд50}$).

Проще, однако, воспользоваться для выбора марки стали универсальным графиком (рис. 10-20), построение которого основывается на следующем выражении, вытекающем из (10-150):

$$Ц^{прив}_{ст.\,ст} = \frac{П_{ст}}{(p_н + p_а) \dfrac{(G_{з.\,с} + G_{я.\,с})\, k_0}{1 - k_{п.\,с}}} = Ц_{ст.\,ст} + p_{уд\,50} \Delta, \qquad (10\text{-}151)$$

где $Ц^{прив}_{ст.\,ст}$ — приведенная цена стали, *руб/кг*,

$$\Delta = \frac{(f:50)^{1,3} (k_{д.\,з} B^2_{з.\,с} G_{з.\,с} + k_{д.\,я} B^2_{я.\,с} G_{я.\,с})\, Ц_{эл} t_ф (1 - k_{п.\,с})}{(p_н + p_а)(G_{з.\,с} + G_{я.\,с})\, k_0}, \; \frac{руб \cdot тл^2}{вт}. \qquad (10\text{-}152)$$

Для пользования указанным графиком необходимо подсчитать величину Δ по формуле (10-152) и определить, для какой марки стали приведенная цена $Ц^{прив}_{ст.\,ст}$ имеет при данном Δ наименьшее значение.

Описанная схема выбора не учитывает магнитной проницаемости сталей различных марок и поэтому является упрощенной.

Если график показывает, что имеется несколько марок стали, у которых приведенные цены достаточно близки к минимуму, то всегда можно проверить, целесообразно ли заменить марку стали, соответствующую минимальной величине $Ц^{прив}_{ст.\,ст}$, другой маркой стали, с большей магнитной проницаемостью. Для этого следует уточнить значения н. с., а затем сравнить затраты на покрытие потерь в статорной обмотке и на компенсацию реактивной мощности с их прежними значениями.

10. Определение пазовой геометрии с помощью метода выпуклого программирования. При фиксированных $D, k_{п.\,с}$, $k_{п.\,р}$, k_D, k_d известна площадь паза статора и ротора

$$f_{п.\,с} = \frac{\pi D^2 (k_D^2 - 1)}{4 z_1} k_{п.\,с} \;\text{ и }\; f_{п.\,р} = \frac{\pi D^2 (1 - k_d^2)}{4 z_2} k_{п.р}.$$

Если площадь паза постоянна, то с изменением его высоты будут меняться в противоположных направлениях сечения зубцов и ярма, а следовательно, и их магнитные проводимости (рис. 10-22).

Будем искать такие значения высоты и ширины пазов, при которых величина н. с. F магнитной цепи машины достигает минимума. Модель подзадачи строится так, чтобы минимум F обеспечивался при выполнении следующих двух требований:

1. Насыщение стали зубцов, характеризуемое коэффициентом $k_z = 1 + \frac{F_{з.с} + F_{з.р}}{F_\delta}$, должно соответствовать коэффициенту полюсного перекрытия α_δ, принятому при расчете магнитной цепи.

2. Зависящее от размеров пазов индуктивное сопротивление не должно превышать предельного значения $x_к^{пред}$, обеспечивающего заданные эксплуатационные требования.

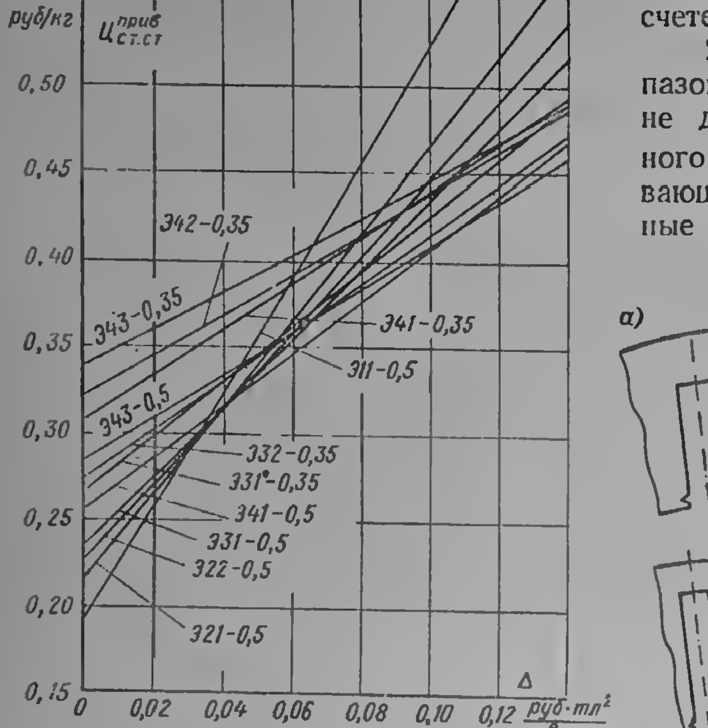


Рис. 10-20. К выбору марки стали сердечника

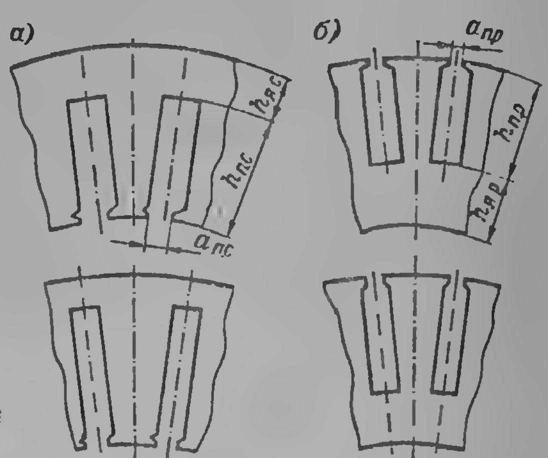


Рис. 10-21. К определению размеров зубцового слоя

Первое требование запишется в виде

$$F_{з.с} + F_{з.р} = (k_z - 1) F_\delta. \tag{10-153}$$

Второе — в виде

$$x_к = \sigma x_1 + \sigma^2 x_2' \leqslant x_к^{пред}. \tag{10-154}$$

Для двигателя с фазным ротором $x_к^{пред}$ соответствует наименьшей из величин, определяемых следующими неравенствами:

$$x_к \leqslant \sigma \sqrt{\frac{m_1 U^2 r_2' p}{2\pi M_д f s_д} - \left(r_1 + \frac{\sigma r_2'}{s_д}\right)^2}, \text{ ом} \tag{10-155}$$

— условие жесткости механической характеристики;

$$x_к \leqslant \sqrt{\left(\frac{m_1 U^2 p}{4\pi M_m f} - r_1\sigma\right)^2 - r_1^2\sigma^2}, \text{ ом} \tag{10-156}$$

— условие перегрузочной способности;

$$x_к \leqslant \frac{m_1 U^2}{2P_2'} \sqrt{1 - \frac{4P_2' r_к}{m_1 U^2}}, \text{ ом} \tag{10-157}$$

— условие обеспечения требуемой мощности.

Из-за насыщения стали кривые, характеризующие зависимость магнитных напряжений зубцов ($F_{з.с}$) и ярма ($F_{я.с}$) статора от высоты паза, являются вогнутыми (выпуклыми книзу) (рис. 10-22, *а*). Аналогичный вид имеют зависимости магнитных напряжений зубцов и ярма ротора ($F_{з.р}$ и $F_{я.р}$) от высоты паза ротора (рис. 10-22, *б*). Вогнутыми являются также зависимости $x_1 = f_1(h_{п.с})$ и $x_2' = f_2(h_{п.р})$ (рис. 10-22, *в* и *г*).

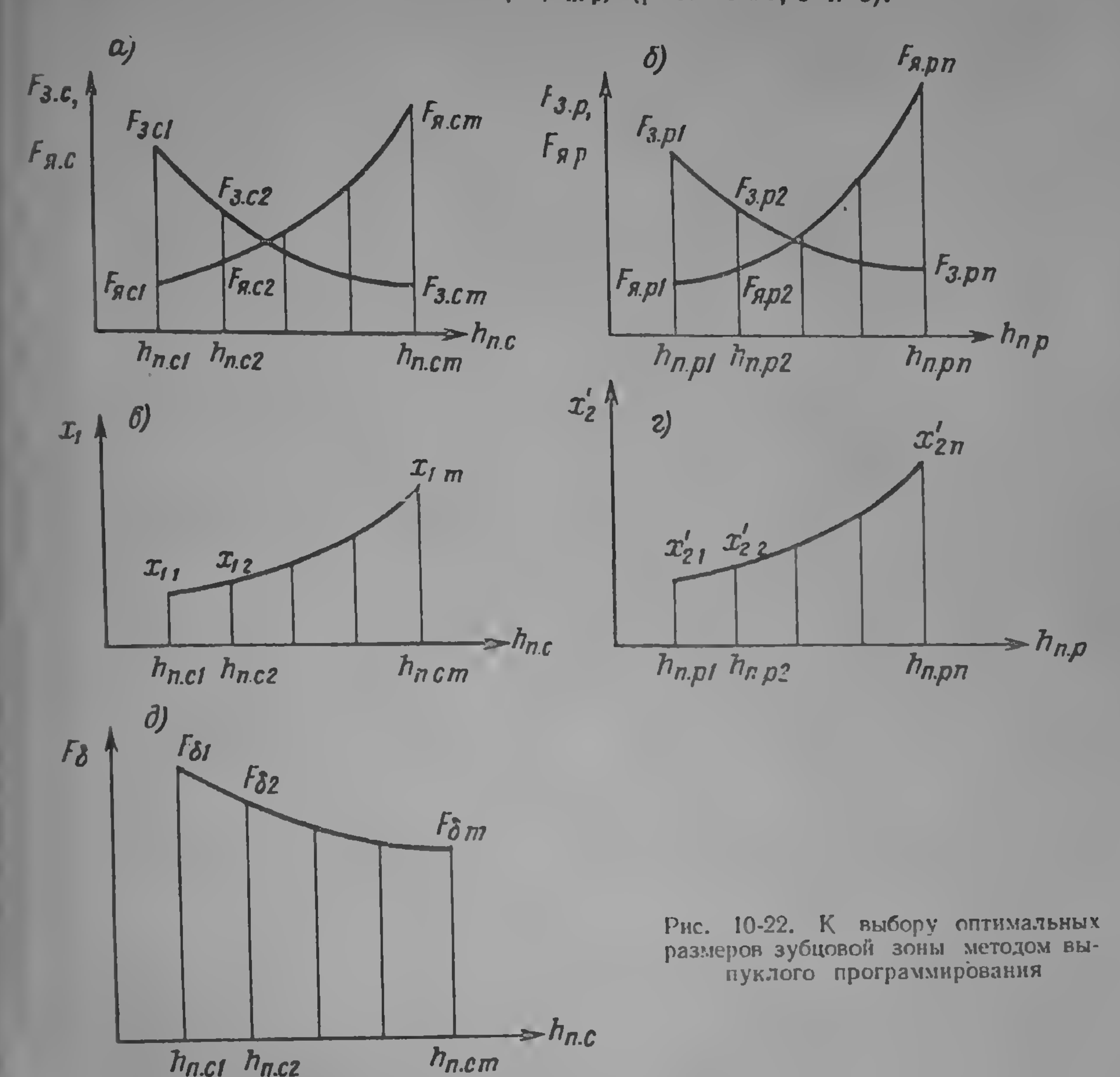


Рис. 10-22. К выбору оптимальных размеров зубцовой зоны методом выпуклого программирования

Благодаря вогнутости кривых, изображенных на рис. 10-22, математическая модель данной задачи основывается на использовании метода выпуклого программирования [10-26, 10-36].

Задавшись m значениями высоты паза статора $h_{п.с}$ и n значениями высоты $h_{п.р}$ паза ротора, можно аппроксимировать кривые, изображенные на рис. 10-22, *а* и *в* ломаными, имеющими $m-1$ звено, а кривые, изображенные на рис. 10-22, *б* и *г* — ломаными, имеющими $n-1$ звено.

Тогда каждому звену ломаной на рисунках 10-23, *а*, *в* можно поставить в соответствие переменную u:

$$\left.\begin{array}{l}\text{для 1-го звена } 0 \leqslant u_1 \leqslant h_{п.с2} - h_{п.с1},\\ \text{для 2-го звена } 0 \leqslant u_2 \leqslant h_{п.с3} - h_{п.с2},\\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\ \text{для } (m-1)\text{-го звена } 0 \leqslant u_{(m-1)} \leqslant h_{п.сm} - h_{п.сm-1}.\end{array}\right\} \quad (10\text{-}158)$$

Аналогично каждому звену ломаной на рисунках 10-23, *б* и *г* можно поставить в соответствие переменную v:

$$\left.\begin{array}{l} \text{для 1-го звена } 0 \leqslant v_1 \leqslant h_{\text{п. р } 2} - h_{\text{п. р } 1}, \\ \text{для 2-го звена } 0 \leqslant v_2 \leqslant h_{\text{п. р } 3} - h_{\text{п. р } 2}, \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \text{для } (n-1)\text{-го звена } 0 \leqslant v_{(n-1)} \leqslant h_{\text{п. р. } n-1}. \end{array}\right\} \quad (10\text{-}159)$$

Используя кусочно-линейную аппроксимацию, получим:

$$\left.\begin{aligned} F_{\text{з. с}} &= F_{\text{з. с } 1} + \sum_{i=1}^{m-1} u_i \frac{F_{\text{з. с } i+1} - F_{\text{з. с } i}}{h_{\text{п. с } i+1} - h_{\text{п. с } i}}, \\ F_{\text{я. с}} &= F_{\text{я. с } 1} + \sum_{i=1}^{m-1} u_i \frac{F_{\text{я. с } i+1} - F_{\text{я. с } i}}{h_{\text{п. с } i+1} - h_{\text{п. с } i}}, \\ x_1 &= x_{11} + \sum_{i=1}^{m-1} u_i \frac{x_{1 i+1} - x_{1 i}}{h_{\text{п. с } i+1} - h_{\text{п. с } i}}, \\ F_{\text{з. р}} &= F_{\text{з. р } 1} + \sum_{j=1}^{n-1} v_j \frac{F_{\text{з. р } j+1} - F_{\text{з. р } j}}{h_{\text{п. р } j+1} - h_{\text{п. р } j}}, \\ F_{\text{я. р}} &= F_{\text{я. р } 1} + \sum_{j=1}^{n-1} v_j \frac{F_{\text{я. р } j+1} - F_{\text{я. р } j}}{h_{\text{п. р } j+1} - h_{\text{п. р } j}}, \\ x_2' &= x_{21}' + \sum_{j=1}^{n-1} v_j \frac{x_{2 j+1}' - x_{2 j}'}{h_{\text{п. р } j+1} - h_{\text{п. р } j}}. \end{aligned}\right\} \quad (10\text{-}160)$$

С учетом последних равенств требования (10-153) и (10-154) запишутся в виде

$$F_{\text{з. с } 1} + F_{\text{з. р } 1} + \sum_{i=1}^{m-1} u_i \frac{F_{\text{з. с } i+1} - F_{\text{з. с } i}}{h_{\text{п. с } i+1} - h_{\text{п. с } i}} + \sum_{j=1}^{n-1} v_j \frac{F_{\text{з. р } j+1} - F_{\text{з. р } j}}{h_{\text{п. р } j+1} - h_{\text{п. р } j}} = (k_z - 1) F_\delta, \quad (10\text{-}161)$$

$$\sigma x_{11} + \sigma^2 x_{21}' + \sigma \sum_{i=1}^{m-1} u_i \frac{x_{1 i+1} - x_{1 i}}{h_{\text{п. с } i+1} - h_{\text{п. с } i}} + \sigma^2 \sum_{j=1}^{n-1} v_j \frac{x_{2 j+1}' - x_{2 j}'}{h_{\text{п. р } j+1} - h_{\text{п. р } j}} \leqslant x_{\text{к}}^{\text{пред}}, \quad (10\text{-}162)$$

Минимизируемая н. с.

$$F = F_\delta + F_{\text{з. с}} + F_{\text{я. с}} + F_{\text{з. р}} + F_{\text{я. р}} = F_\delta + F_{\text{з. с } 1} + F_{\text{я. с } 1} + F_{\text{з. р } 1} + F_{\text{я. р } 1} + \sum_{i=1}^{m-1} u_i \frac{F_{\text{з. с } i+1} + F_{\text{я. с } i+1} - F_{\text{з. с } i} - F_{\text{я. с } i}}{h_{\text{п. с } i+1} - h_{\text{п. с } i}} + \sum_{j=1}^{n-1} v_j \frac{F_{\text{з. р } j+1} + F_{\text{я. р } j+1} - F_{\text{з. р } j} - F_{\text{я. р } j}}{h_{\text{п. р } j+1} - h_{\text{п. с } j}}. \quad (10\text{-}163)$$

Задача состоит в том, чтобы определить такие значения u_i и v_j ($i = 1, 2, \ldots, m - 1$; $j = 1, 2, \ldots, n - 1$), которые при выполнении ограничений (10-158), (10-159), (10-161) и (10-162) обращают в минимум функционал (10-163). Решение ее производится с помощью симплекс-метода линейного программирования (см. § 10-2).

По найденным значениям u_i и v_j вычисляются искомые размеры $h_{п.\,с0}$ и $h_{п.\,р0}$:

$$h_{п.\,с\,0} = h_{п.\,с\,i} + \sum_{i=1}^{m-1} u_i, \quad h_{п.\,р\,0} = h_{п.\,р\,i} + \sum_{j=1}^{n-1} v_j. \qquad (10\text{-}164)$$

Расчет магнитной цепи выполняется для нескольких величин α_δ. Задача оптимизации размеров пазов решается для каждого из значений k_z, которые однозначно соответствуют испытуемым α_δ.

Непосредственным сравнением величин F, полученных в результате всех решений, определяется наивыгоднейшее значение α_δ и соответствующие ему размеры пазов статора и ротора.

Математическая модель задачи должна быть построена таким образом, чтобы проектируемый двигатель не имел слишком тонких зубцов или спинок в ярмах статора и ротора. С этой целью необходимо ограничить диапазон возможных изменений высоты паза статора $h_{п.\,с}$ и ротора $h_{п.\,р}$, для чего следует задаться минимальными допустимыми по условию механической прочности и жесткости значениями толщины зубцов $\left(b^{\min}_{з.\,с}\right.$ и $\left.b^{\min}_{з.\,р}\right)$ и высоты ярем $\left(h^{\min}_{я.\,с}\right.$ и $\left.h^{\min}_{я.\,р}\right)$. Предельные допустимые значения высоты пазов определяются в соответствии с табл. 10-15.

Каждое из рассматриваемых значений $h_{п.\,с}$ ($h_{п.\,с\,i}$) и $h_{п.\,р}$ ($h_{п.\,р\,j}$) может быть найдено следующим образом:

$$h_{п.\,с\,i} = h_{п.\,с\,i} + \frac{h_{п.\,с\,т} - h_{п.\,с\,i}}{m-1}(i-1), \quad (i = 1, 2, \ldots, m); \qquad (10\text{-}165)$$

$$h_{п.\,р\,j} = h_{п.\,р\,i} + \frac{h_{п.\,р\,n} - h_{п.\,р\,i}}{n-1}(j-1), \quad (j = 1, 2, \ldots, n). \qquad (10\text{-}166)$$

Чем больше величины m и n, тем меньше будет погрешность, вносимая аппроксимацией. Практически достаточно взять m и n равными 4—6.

Высота ярма и расчетная толщина зубца, соответствующие конкретным значениям $h_{п.\,с\,i}$ и $h_{п.\,р\,j}$ определяются по табл. 10-16.

Индукция и н. с. в различных участках магнитной цепи машины определяется по формулам, данным в табл. 10-17. В соотношениях для определения индукции двучленами $1{,}1 - 0{,}045\,(k_z - 1)$ и $0{,}64 + 0{,}14\sqrt{k_z - 1}$ выражены соответственно коэффициент формы кривой поля k_B и коэффициент полюсного перекрытия α_δ.

Задача линейного программирования решается для различных значений k_z (а следовательно, и для различных α_δ) из диапазона 1,1—3. Непосредственным сравнением величин F, полученных в результате всех решений, определяется наивыгоднейшее значение α_δ и соответствующие ему размеры пазов статора и ротора.

До сих пор мы рассматривали машины с полузакрытыми пазами статора и полузакрытыми пазами ротора (рис. 10-22, *а—г*).

Особый интерес представляет случай выполнения двигателя с открытыми пазами статора и полузакрытыми пазами ротора.

Чтобы уменьшить коэффициент воздушного зазора k_δ, выберем величину открытия паза ротора $a_{п.\,р}$ настолько малой, насколько это возможно по технологическим соображениям. С учетом того, что значение $a_{п.\,р}$ является фиксированным, а величина открытия паза статора $a_{п.\,с}$ равна по ширине $b_{п.\,с}$, легко видеть, что с увеличением $h_{п.\,с}$ значение н. с. воздушного зазора F_δ будет уменьшаться, как показано на рис. 10-22, *д*.

Таблица 10-15

К расчету размеров магнитной цепи

Форма паза	Статор		Ротор	
	$h_{п.с\,l}\,(h^{min}_{п.с})$	$h_{п.ст}\,(h^{max}_{п.с})$	$h_{п.р\,l}\,(h^{min}_{п.р})$	$h_{п.рт}\,(h^{max}_{п.р})$
Прямоугольный	$h^{min}_{п.с}=\dfrac{D^2(k_D^2-1)k_{п.с}}{4\left(D-\dfrac{b^{min}_{з.с}z_1}{\pi}\right)}$	$h^{max}_{п.с}=\dfrac{D(k_D-1)}{2}-h^{min}_{я.с}$	$h^{min}_{п.р}=\dfrac{1}{4}\left(D-\dfrac{z_1b^{min}_{з.р}}{\pi}\right)-\sqrt{\dfrac{1}{16}\left(D-\dfrac{z_1b^{min}_{з.р}}{\pi}\right)^2-\dfrac{D^2(1-k_d^2)k_{п.р}}{8}}$	$h^{max}_{п.р}=\dfrac{D(1-k_d)}{2}-h^{min}_{я.р}$
Трапецеидальный	$h^{min}_{п.с}=\dfrac{1}{2}\left[\dfrac{z_1b^{min}_{з.с}}{\pi}-D+\sqrt{\left(\dfrac{b^{min}_{з.с}z_1}{\pi}-D\right)^2+D^2(k_D^2-1)k_{п.с}}\right]$		$h^{min}_{п.р}=\dfrac{1}{2}\left[D-\dfrac{b^{min}_{з.р}z_2}{\pi}-\sqrt{\left(D-\dfrac{b^{min}_{з.р}z_2}{\pi}\right)^2-D^2(1-k_d^2)k_{п.р}}\right]$	

Таблица 10-16

К определению высоты ярма и толщины зубца

Форма паза	Статор		Ротор	
	$b_{з.с}$	$h_{я.с}$	$b_{з.р}$	$h_{я.р}$
Прямоугольный	$b_{з.с\,l\,\frac{1}{3}}=\dfrac{\pi}{z_1}\left[D+\dfrac{2}{3}h_{п.с\,l}-\dfrac{D^2(k_D^2-1)k_{п.с}}{4h_{п.с\,l}}\right]$	$h_{я.с\,l}=\dfrac{D(k_D-1)}{2}-h_{п.с\,l}$	$b_{з.р\,l\,\frac{1}{3}}=\dfrac{\pi}{z_2}\left[D-\dfrac{4}{3}h_{п.р\,l}-\dfrac{D^2(1-k_d^2)k_{п.р}}{4h_{п.р\,l}}\right]$	$h_{я.р\,l}=\dfrac{D(1-k_d)}{2}-h_{п.р\,l}$
Трапецеидальный	$b_{з.с\,l}=\dfrac{\pi}{z_1}\left[D+h_{п.с\,l}-\dfrac{D^2(k_D^2-1)k_{п.с}}{4h_{п.с\,l}}\right]$		$b_{з.р\,l}=\dfrac{\pi}{z_2}\left[D-h_{п.р\,l}-\dfrac{D^2(1-k_d^2)k_{п.р}}{4h_{п.р\,l}}\right]$	

К определению индукции и н. с.

Участок магнитной цепи	Индукция	н. с., *а*
Воздушный зазор	$B_\delta = \dfrac{0{,}159 U p \alpha}{[1{,}1 - 0{,}045(k_z - 1)](0{,}64 + 0{,}14\sqrt{k_z - 1}) f k_{об} w_1 D l}$	$F_\delta = 1{,}6 \cdot 10^6 k_\delta \delta B_\delta$
Зубцы статора	$B_{з.\,с} = \dfrac{\pi D l_1}{z_1 b_{з.\,с} k_c l_1}$	$F_{з.\,с} = 2 H_{з.\,с} h_{з.\,с}$
Ярмо статора	$B_{я.\,с} = \dfrac{U\alpha}{8[1{,}1 - 0{,}045(k_z - 1)] f k_{об} w_1 h_{я.\,с} l k_c l_1}$	$F_{я.\,с} = \dfrac{1{,}57}{p}(D k_D - h_{я.\,с}) \zeta_c H_{я.\,с}$ где $\zeta_c = \begin{cases} 0{,}64 \text{ при } B_{я.\,с} < 0{,}6\ тл; \\ 0{,}44 B_{я.\,с}^3 - 1{,}66 B_{я.\,с}^2 + 1{,}58 B_{я.\,с} + 0{,}21 \\ \text{при } 0{,}6\ тл \leq B_{я.\,с} \leq 1{,}9\ тл; \\ 0{,}24 \text{ при } B_{я.\,с} > 1{,}9\ тл \end{cases}$
Зубцы ротора	$B_{з.\,р} = \dfrac{\pi (D - 2\delta) B}{z_2 b_{з.\,р} k_c l_2}$	$F_{з.\,р} = 2 H_{з.\,р} h_{з.\,р}$
Ярмо ротора	$B_{я.\,р} = \dfrac{U\alpha}{8[1{,}1 - 0{,}045(k_z - 1)] f k_{об} w_1 h_{я.\,р} l k_c l_2}$	$F_{я.\,р} = \dfrac{1{,}57}{p}(D k_d + h_{я.\,р}) \zeta_p H_{я.\,р}$ где $\zeta_p = \begin{cases} 0{,}64 \text{ при } B_{я.\,р} < 0{,}6\ тл; \\ 0{,}44 B_{я.\,р}^3 - 1{,}66 B_{я.\,р}^2 + 1{,}58 B_{я.\,р} + 0{,}21 \\ \text{при } 0{,}6\ тл \leq B_{я.\,р} \leq 1{,}9\ тл; \\ 0{,}24 \text{ при } B_{я.\,р} > 1{,}9\ тл \end{cases}$

Примечание. Величина α, учитывающая размагничивающее действие реакции якоря, предварительно выбирается из диапазона 0,92—0,98. Уточнение величины α производится следующим образом:

1. Определяются максимальный момент M_m и критическое скольжение s_m:

$$M_m = \frac{m_1 U^2 p}{4\pi f \sigma \left(r_1 + \sqrt{r_1^2 + \frac{x_к^2}{\sigma^2}}\right)}, \qquad s_m = \frac{\sigma r_2''}{\sqrt{r_1^2 + \frac{x_к^2}{\sigma^2}}}.$$

2. Находится величина рабочего скольжения s при номинальном моменте на валу $M_н$.

$$s = \frac{M_m s_m}{M_н}\left(1 + \frac{r_1 s_m}{\sigma r_2'}\right) - \frac{r_1 s_m^2}{\sigma r_2'} - \sqrt{\left[\frac{M_m s_m}{M_н}\left(1 + \frac{r_1 s_m}{\sigma r_2'} - \frac{r_1 s_m^2}{\sigma r_2'}\right)\right]^2 - s_m^2}.$$

3. Вычисляется

$$\alpha = \sqrt{\frac{(r_2'/s)^2 + (x_2')^2}{(r_1 + \sigma r_2''/s)^2 + (x_1 + \sigma x_2')^2}}.$$

После кусочно-линейной аппроксимации выражение для $F_б$ примет вид:

$$F_б = F_{б1} + \sum_{i=1}^{m-1} u_i \frac{F_{б.i+1} - F_{бi}}{h_{п.с.i+1} - h_{п.с i}}. \qquad (10\text{-}167)$$

Функционал (10-163) запишется так:

$$F = F_{б1} + F_{з.с1} + F_{я.с1} + F_{з.р1} + F_{я.р1} + \sum_{i=1}^{m-1} u_i \frac{F_{б.i+1} - F_{з.с.i+1} + F_{я.с.i+1} - F_{бi} - F_{з.с i} - F_{я.с i}}{h_{п.с i+1} - h_{п.с i}} +$$

$$+ \sum_{j=1}^{n-1} v_j \frac{F_{з.р j+1} + F_{я.р j+1} - F_{з.р j} - F_{я.р j}}{h_{п.р.j+1} - h_{п.р j}} = \min. \qquad (10\text{-}168)$$

Остальные соотношения остаются без изменения. Отыскиваются такие значения u_i и v_j, которые обращают в минимум функционал (10-168) при выполнении ограничений (10-158), (10-159) и (10-162).

Вопрос, возможно ли при данном $\alpha_б$ иное (большее) значение $a_{п р}$, которое приводит к еще меньшему значению F, может быть решен сразу. Для этого достаточно подставить в условие найденные значения u_i и v_j и выяснить, обращается ли оно (10-162) в строгое неравенство.

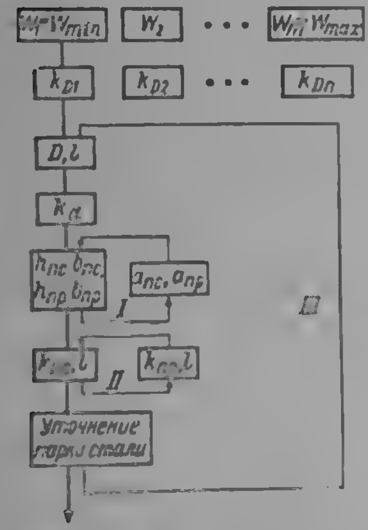


Рис. 10-23. Структурная схема общей задачи проектирования синхронного двигателя на минимум приведенной стоимости

Если это так, то требование не превысит заданную величину $x_к^{пред}$, не оказало влияния на полученный результат, и если решить данную задачу повторно, отбросив ограничение (10-162), то в новом решении все значения u_i и v_j, а следовательно, и оптимальные размеры $h_{п.с}$ и $h_{п.р}$ останутся прежними.

Иное положение складывается в том случае, когда подстановка значений u_i и v_j в (10-162) приводит к равенству. Это значит, что в данной задаче рассматриваемое условие действовало как лимитирующее, т. е. оказало влияние на результат решения. Задавшись новым значением $a_{п.р}$, мы тем самым изменим кривую $x_2' = f_2(h_{п.р})$ (рис. 10-22, д). В связи с этим лимитирующее действие условия (10-162) изменится или полностью прекратится. Поэтому, несмотря на увеличение $k_б$, не исключено, что новое решение задачи окажется лучше предыдущего. Следовательно, если подстановка полученных переменных u_i и v_j приводит к равенству (10-162), необходимо испытать значения $a_{п.р}$, отличающиеся на небольшую величину от минимального.

11. Структурная схема общей задачи проектирования. Общая задача расчета является многоэтапной, предусматривающей корректировку входных данных на каждом этапе. Поэтому взаимная увязка решений отдельных подзадач осуществляется методом последовательных приближений.

При расчете необходимо испытать различные реализуемые значения w. Для каждого испытуемого w выполняются действия, схематически показанные на рис. 10-23.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1-1. Видмар М. Экономические законы проектирования электрических машин. М., ГОНТИ, 1930. 212 с. с ил.
1-2. Алексеев А. Е. Конструкция электрических машин. Л., «Энергия», 1960. 426 с. с ил.
1-3. Трапезников В. А. Основы проектирования серий асинхронных машин. М., ОНТИ, 1937. 318 с. с ил.
1-4. Постников И. М. Проектирование электрических машин. Киев, Гостехиздат УССР, 1960. 736 с. с ил.
1-5. Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А., Сергеев П. С. Проектирование электрических машин. М., «Энергия», 1969. 707 с. с ил.
2-1. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Изд. 2-е. Л., «Энергия», 1958. Ч. I. 464 с. с ил. Ч. II. 646 с. с ил.
2-2. Костенко М. П. Электрические машины. Общий курс. М.—Л., Госэнергоиздат, 1944. 745 с. с ил.
2-3. Костенко М. П. Электрические машины. Специальный курс. М.—Л., Госэнергоиздат, 1949. 712 с. с ил.
2-4. Проектирование гидрогенераторов. Л., «Энергия». Ч. I. 1965. 256 с. с ил. Ч. II. 1968. 364 с. с ил. Авт.: В. В. Домбровский, Ф. М. Детинко, А. С. Еремеев, Н. П. Иванов, П. М. Ипатов, М. Я. Каплан, Г. Б. Пинский.
2-5. Костенко М. П. Расчет асинхронных двигателей в относительных единицах. — В кн.: За единые серии электрических машин. М., ОНТИ, 1937, с. 88—105 с ил.
2-6 К вопросу создания электрических криомашин. — «RGE» 1965, № 6., с. 1045—1058 с ил. Авт.: Бернье. Р.
2-7. Шахтарин В. Н., Казовский Е. Я., Карцев С. П. Сверхпроводящие магнитные системы. Л., «Наука», 1969, 328 с. с ил.
2-8. Анемподистова Н. Н., Домбровский В. В. Возможности создания электрических криомашин большой мощности. — В кн.: Теоретические и экспериментальные исследования турбо- и гидрогенераторов большой мощности. Л., «Наука», 1968, с. 17—25 с ил.
2-9. Филиппов И. Ф. Вопросы охлаждения электрических машин. Л., «Энергия», 1964. 337 с. с ил.
2-10. Турбогенераторы. Л., «Энергия», 1968. 895 с. с ил. Авт.: В. В. Титов, Г. М. Хуторецкий, Г. А. Загородная, Г. П. Вартаньян.
2-11. Важнов А. И. Электрические машины. Л., «Энергия», 1969. 768 с. с ил.
2-12. Вольдек А. И. Электрические машины. Л., «Энергия», 1966. 782 с. с ил.
2-13 Петров Г. Н. Электрические машины. Ч. II. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 416 с. с ил.
3-1. Рихтер Р. Электрические машины. Т. I и 2. Л.—М., ОНТИ, 1936. 688 с. с ил.
3-2 Шуйский В. П. Расчет электрических машин. Л., «Энергия», 1968. 731 с. с ил.
3-3. Бухгольц Г. Расчет электрических и магнитных полей. М., Изд-во иностр. лит., 1961. 712 с. с ил.
3-4. Хуторецкий Г. М, Богуславский И. З. Магнитный расчет насыщенных зубцов турбогенератора. — «ВЭП», 1961, № 5, с. 15—19 с. ил.
3-5. Lehmann K. O. Die Messung der Ankernspannung. — «Arch. Elektrotechn.», 1930, s. 643—670.
3-6. Lehmann K. O. Graphische Methode zur Bestimmung Kraftlinienverlaufs. — «ETZ», 1909, n. 30, S. 103—120.
3-7. Wieseman R. Graphical Determination of Magnetic fields. — «Tr. AIEE», 1927, n. 4, p. 430—438.
3-8. Постников И. М. Проектирование электрических машин. Киев, ГИТЛ, 1952. 736 с. с ил.
3-9. Carter R. Induktion in Luftspalt und in Pollücke. — «I. Inst. El. Eng.», 1900, n. 29, S. 149—156.
3-10. Хэг Р. Электромагнитные расчеты. М. ОНТИ, 1934, 302 с. с ил.
4-1. Рихтер Р. Обмотки якорей машин переменного и постоянного токов. Л.—М., ОНТИ, 1933. 213 с. с ил.

4-2. Кучера Я., Гапл Й. Обмотки электрических вращательных машин. Прага, Изд-во Чехословацкой Академии Наук, 1963. 981 с. с ил.
4-3. Жерве Г. К. Обмотки трехфазного тока с искусственно увеличенным числом параллельных ветвей. — В кн.: Электросила, 1955, № 13, с. 10—17 с ил.
4-4. Хуторецкий Г. М. Схемы обмоток двухполюсных турбогенераторов с четырьмя параллельными ветвями с равными амплитудами э. д. с. — В кн.: Электросила. Л. Энергия», 1961, № 20, с. 44—47 с ил.
4-5. Вольдек А. И. Намагничивающие силы трехфазных дробных обмоток. — «Труды ЛПИ», 1960, № 209, с. 213—247 с ил.
4-6. Сорокер Т. Г., Мордвинов Ю. В. Составление схем и расчет обмоточных коэффициентов симметричных петлевых обмоток многофазного переменного тока. — «ВЭП», 1955, № 2, с. 16—21. с ил.
4-7 Хуторецкий Г. М., Воронов Г. Г. Шестифазные обмотки турбогенераторов. — «Электротехника», 1968, № 10, с. 1—6 с ил.
4-8. Сорокер Т. Г. Вихревые токи в обмотках с транспозицией в лобовых частях. — «Труды ВНИИЭМ». Т. 36. М., 1971, с. 15—22.
4-9. Хуторецкий Г. М. Транспозиция для компенсации циркуляционных токов лобовой части обмотки статора. — «Труды ИЭМ». Л., «Наука», 1968, с. 49—54.
4-10. Ипатов П. М. Построение рациональных схем волновых обмоток статора синхронного генератора с дробным числом пазов на полюс и фазу. — В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1959, № 17, с. 82—93 с ил.
4-11. Ипатов П. М. Гармонические м. д. с. обмотки статора с дробным числом пазов на полюс и фазу. — В кн.: Электросила Л., «Энергия», 1961, № 20, с. 47—51 с ил.
4-12. Ипатов П. М. Практический способ составления схем волновых обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу. — «ВЭП», 1952, № 9, с. 5—11 с ил.
4-13. Касьянов В. Т. Составление схем петлевых и волновых обмоток трехфазного тока. — В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1949, № 6, с. 16—43 с ил.
4-14. Касьянов В. Т. Составление некоторых специальных схем трехфазных волновых обмоток. — В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1951, № 8, с. 4—9 с ил.
4-15. Хуторецкий Г. М. Иванов Н. П., Воронцов А. И. Стержень для статорной обмотки машин переменного тока. Авт. св. № 240086. — «Бюллетень изобретений», 1969, № 12, с.
4-16. Neidhöfer G. Innenkühlung von Roebelstäben und Massnahmen zur Verminderung der Zusatzverluste. — «Zeitschrift für moderne Prodleme der Elektrotechnik», 1968, vol. XIV, H. 3, S. 27—44.
5-1. Костенко М. П. Электрические машины. Специальная часть. Л.—М., Госэнергоиздат, 1949. 712 с. с ил.
5-2. Геллер Б., Гамата В. Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. М.—Л., «Энергия», 1964. 263 с. с ил.
5-3. Alger P. The Nature of Polyphase Induction Machines. New York—London, 1951. 397 p.
5-4. Жерве Г. К. Вопросы испытания крупных турбогенераторов. Л., «Энергия», 1970. 184 с. с ил.
6-1. Детинко Ф. М., Загородная Г. А., Фастовский В. М. Прочность и колебания электрических машин. Л., «Энергия», 1969. 440 с. с ил.
7-1. Алексеев А. Е., Костенко М. П. Турбогенераторы. Л.—М., Госэнергоиздат, 1939. 348 с. с ил.
7-2. Бергер А. Я. Турбогенераторы. Т. I—III, Л.—М., Госэнергоиздат, 1935—1941. 350 с., 388 с., 292 с. с ил.
7-3. Комар Е. Г. Вопросы проектирования турбогенераторов. Л.—М., Госэнергоиздат, 1955. 352 с. ил.
7-4. Комар Е. Г. Вопросы эксплуатации турбогенераторов. Л.—М., Госэнергоиздат, 1950. 295 с. с ил.
7-5. Коган З. Б., Титов В. В. Ротор турбогенератора с непосредственным охлаждением проводников обмотки. — «Электричество», 1957, № 6, с. 21—25 с ил.
7-6. Хуторецкий Г. М. Проектирование и расчет современных двухполюсных турбогенераторов. Л., ЛПИ, 1962. 151 с. с ил.
7-7. Иванов Н. П., Хуторецкий Г. М. Проектирование и изготовление турбогенераторов с непосредственным охлаждением обмоток. — В кн.: Электросила. Л. «Энергия», 1964, № 23, с. 3—9 с ил.
7-8. Езовит Г. П., Хуторецкий Г. М. Ротор с непосредственным многоструйным охлаждением. — В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1960, № 19, с. 9—15 с ил.
7-9. Брицын М. Л., Хуторецкий Г. М. Турбогенераторы мощностью 100 Мвт и выше с непосредственным охлаждением обмоток. М., ВИНИТИ, 1960. 111 с. с ил.
7-10. Иванов Н. П., Хуторецкий Г. М. Основные направления в развитии турбогенераторостроения. — В кн.: «Электросила. Л., «Энергия», 1968, № 27, с. 169—172 с ил.
7-11. Вульман Г. Л. Эксплуатация генераторов на электростанциях. М., Госэнергоиздат, 1963. 344 с. с ил.
7-12. Арошидзе Ю. В., Дьяченко Г. И., Хуторецкий Г. М. Опытные турбогенераторы с водяным охлаждением обмотки возбуждения. — «Электротехника», 1969, № 2, с. 1—3 с ил.
7-13. Проблемы искусственного охлаждения и использования тепла мощных электрических генераторов. Новосибирск, «Наука», 1968. 143 с. с ил. Авт.: Л. М. Розенфельд, Г. Е. Серданов, Н. В. Куликов, И. Ф. Филиппов, Г. М. Хуторецкий.
7-14. Хуторецкий Г. М. Вопросы эксплуатации турбогенераторов с непосредственным охлаждением. — «Труды ЛПИ», 1966, с. 44—52 с ил.

7-15. Хуторецкий Г. М., Хазан А. Н. Кратковременные несимметричные режимы турбогенераторов без демпферных обмоток на роторе. — «Электротехника», 1954 № 9, с 32—38 с ил.
7-16. Гуревич Э. И. Тепловые испытания турбогенераторов большой мощности. Л., «Энергия», 1969. 168 с. с ил.
7-17. Загородная Г. А. О выборе радиальной толщины бандажного кольца ротора турбогенератора. — В кн.: Электросила. Л., «Энергия». 1964, № 23, с. 57—59 с ил.
7-18. Загородная Г. А., Фридман В. М. Устранение магнитной вибрации статоров турбогенераторов. — В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1960, № 19, с. 15—18 с ил.
7-19. Идельчик И. Е. Гидравлические сопротивления. М., Госэнергоиздат, 1954. 231 с. с ил.
7-20. Ипатов П. М., Хуторецкий Г. М. Номинальное напряжение генераторов большой мощности. — «ВЭП», 1957, № 8, с. 14—17 с ил.
7-21. Симо И. Н., Хуторецкий Г. М. Об электромагнитном использовании ротора турбогенератора. — В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1962, № 21, с. 65—68 с ил.
7-22. Детинко Ф. М., Хуторецкий Г. М. Об оптимальном использовании ротора турбогенератора. — В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1959, № 16, с. 22—31 с ил.
7-23. Готтер Г. Нагревание и охлаждение электрических машин. М., Госэнергоиздат, 1961. 328 с. с ил.
7-24. Москвитин А. И. Непосредственное охлаждение электрических машин. М., Изд-во АН СССР, 1962. 224 с. с ил.
7-25. Данилевич Я. Б., Кашарский Э. Г. Добавочные потери в электрических машинах. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 214 с. с ил.
7-26. Исакович М. М., Клейман Л. И., Перчанок Б. Х. Устранение вибрации электрических машин. Л., «Энергия», 1969. 215 с. с ил.
7-27. Анормальные режимы работы крупных синхронных машин. Л., «Наука», 1969. 429 с. с ил. Авт.: Казовский Е. Я., Я. Б. Данилевич, Э. Г. Кашарский, Г. В. Рубисов.
7-28. Лютер Р. А. Влияние насыщения на параметры синхронных машин — В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1956, № 16, с. 48—54 с ил.
7-29. Хуторецкий Г. М., Богуславский И. З. Дополнительные потери в полых проводниках обмотки статора турбогенератора. — «Известия вузов. Электромеханика», 1962, № 8, с. 923—927 с ил.
7-30. Neidhoier G. Method of Optimization and to Obtain Minimum Ventilation and Generated Heat Losses in Gas—Cooled Rotors for Large Turbine—Generators. — «ETZ—A», 1965, May, vol. 86, n. 11, p. 986—990.
8-1. Кузнецов Г. И. Метод предварительного определения главных размеров сердечника при проектировании серий асинхронных двигателей. — «Электротехника», 1968, № 5, с. 28—31.
8-2. Кузнецов Г. И. Асинхронные двигатели общего применения малой и средней мощности. Автореферат на соискание ученой степени доктора техн. наук. М.. ВНИИЭМ, 1970. 28 с. с ил.
8-3. Сорокер Т. Г. Многофазные асинхронные двигатели. — «Труды НИИ электропромышленности». I. III. М., ЦБТИ, 1969, с. 1—98.
8-4. Домбровский В. В. К расчету значения реактивности рассеяния зубчатого якоря. В кн.: Турбо- и гидрогенераторы. Л. «Наука», 1974.
8-5. Иванов Е. А. Электрические машины переменного тока. Руководство к курсовому проектированию. СЗПИ, 1959. Вып. I. Л., 121 с с ил. Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. 1962. Вып. II., Асинхронные двигатели с глубоким пазом. 148 с. с ил.
8-6. Norman H. M. Induction Motor Locked Saturated Curves. — «El. Eng.», 1934, April, p. 536—542.
9-1. Рихтер Р. Электрические машины. Т. II. М.—Л., ОНТИ, 1935, 548 с. с ил.
9-2. Домбровский В. В., Смоловик С. В. Приближенный учет насыщения при расчетах устойчивости параллельной работы. — «Электричество», 1972, № 1, с. 43—48.
9-3. Синхронные компенсаторы. М., «Энергия», 1969. 266 с. с ил. Авт.: С. И. Гольденберг, Л. И. Моз, В. З. Пекне.
10-1. Сорокер Т. Г., Каган Б. М. О применении электронных вычислительных машин для расчетов серии электрических машин. — «ВЭП», 1958, № 9, с ил.
10-2. Автоматизация расчетов двигателей на электронных цифровых вычислительных машинах. — В кн.: Электропривод и автоматизация промышленных установок. М., Госэнергоиздат, 1960, с. 66—81 с ил. Авт.: Б. М. Каган, Т. Г. Сорокер, Ю. В. Мордвинов, Е. В. Пламодьяло.
10-3. Расчет серии асинхронных двигателей на автоматической цифровой вычислительной машине. М., ЦИНИТИЭлектропром, 1962. 77 с. с ил. Авт.: Л. М. Арматамонова, Ю. В. Мордвинов, Е. В. Пламодьяло, Т. Г. Сорокер.
10-4. Атанасов Т. А. Выбор соотношения главных размеров асинхронных двигателей. — «ВЭП», 1959, № 10, с. 18—22 с ил.
10-5. Юшмаков Ю. И., Пластун А. Т., Недобейко С. И. Расчет асинхронных двигателей на ЭЦВМ «Урал-I». — «Труды Уральского политехнического ин-та». Свердловск, 1962, вып. 124, с. 34—39 с ил.
10-6. Алиханян К. А., Даидванян Ф. П. К вопросу оптимального проектирования асинхронных двигателей. — «Известия АН Армянской ССР. Сер. техн. наук». 1962, 20, № 3, с. 113—118 с ил.
10-7. Каган Б. М., Тер-Микаэлян Т. М. Решение инженерных задач на цифровых вычислительных машинах. М., «Энергия», 1964. 218 с. с ил.

10-8. **Левин В. И.** Выбор оптимального воздушного зазора асинхронного двигателя. — «Электротехника», 1965, № 12, с. 24—31 с ил.
10-9. **Сорокер Т. Г.** Применение автоматических цифровых вычислительных машин при проектировании новых серий асинхронных двигателей. «Труды ВНИИЭМ», 1966, вып. 3, с. 5—18 с ил.
10-10. **Аветисян Дж. А., Бертинов А. И.** Многоэтапные процессы выбора оптимальных размеров электрических машин. — «Электричество», 1966, № 6, с. 38—43. с ил.
10-11. **Аветисян Дж. А., Бертинов А. И.** Динамическое программирование расчета оптимальных электрических машин. — «Электричество», 1966, № 6, с. 43—47 с ил.
10-12. **Артанов С. Г.** Об определении оптимальных размеров электрических машин. — «Электричество», 1966, № 3, с. 63—68 с ил.
10-13. **Дадиванян Ф. П., Малатян Н. Н.** Критерии оптимальности при проектировании асинхронных двигателей малой мощности. — В кн.: Электрические машины и электропривод малой мощности. М., «Наука», 1966. 146—148 с. с ил.
10-14. **Балашов Ф. К.** Определение параметров схемы замещения асинхронных короткозамкнутых электродвигателей по заданным техническим условиям. — «Известия вузов. Электромеханика», 1966, № 6, с. 21—26 с ил.
10-15. **Балашов Ф. К.** Определение геометрических размеров асинхронных короткозамкнутых электродвигателей по данным схемы замещения. — В кн.: Электромашиностроение и электрооборудование. Харьков, ХГУ, 1965, № 1, с. 34—38 с ил.
10-16. **Кирпичников В. М., Райсих И. К., Сиунов М. Н.** Выбор оптимального диаметра расточки статора асинхронных двигателей. — В кн.: Сборник статей по обмену научно-техническим опытом исследования электроустановок, Свердловск, ВНИТОЭ, 1966, вып. I, с. 11—18 с ил.
10-17. **Бергер А. Я.** О выборе оптимальной величины воздушного зазора асинхронного двигателя. — «Известия вузов. Энергетика», 1966, № 6, с. 42—46 с ил.
10-18. **Стрельбицкий Э. К., Гитман А. С.** О некоторых проблемах проектирования электрических машин на ЭЦВМ. — «Известия Томского политехнического ин-та», 1967, 172 с. с ил.
10-19. **Стрельбицкий Э. К., Гитман А. С.** Оптимизация электрических машин с помощью поверхности отклика. — «Известия Томского политехнического ин-та», 1966, 160 с. с ил.
10-20. **Копылов И. П., Ильинский Н. Ф., Кузнецов Н. Л.** О применении методов планирования эксперимента к задачам анализа и синтеза электрических машин. — «Электричество», 1970, № 2, с. 29—35 с ил.
10-21. **Грудинский П. Г., Литвак Л. В.** Определение оптимального коэффициента мощности промышленных электроустановок. — «Электричество», 1960, № 10, с. 54—57 с ил.
10-22. **Саати Т.** Математические методы исследования операций. М., Воениздат, 1963. 402 с. с ил.
10-23. **Беллман Р.** Динамическое программирование. М., Изд-во иностр. лит. 1960 390 с. с ил.
10-24. **Робертс С.** Динамическое программирование в процессах химической технологии и методах управления. М., «Мир» 1965. 266 с. с ил.
10-25. **Карр Ч., Хоув Ч.** Количественные методы принятия решений в управлении и экономике. М., «Мир», 1966. 340 с. с ил.
10-26. **Зуховицкий С. И., Авдеева Л. И.** Линейное и выпуклое программирование. М., «Наука», 1964. 184 с. с ил.
10-27. **Важоньи А.** Научное программирование в промышленности и торговле. М., Изд-во иностр. лит. 1963. 290 с. с ил.
10-28. **Зойтендейк Г.** Методы возможных направлений. М. Изд-во Иностр. лит, 1963. 126 с.
10-29. **Первозванский А. А.** Поиск. М., «Наука», 1970. 164 с. с ил.
10-30. **Применение** ЭЦВМ для расчетов электрических машин. — «Тезисы докладов Межвузовской научно-технической конференции». Новочеркасск, НПИ, 1963, с. 5—7 с ил. Авт.: И. З. Богуславский, В. В. Домбровский, А. П. Сивков.
10-31. **Домбровский В. В., Сивков А. П.** Проектирование гидрогенераторов с помощью ЭВМ.— В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1965, № 25, с. 52—55 с ил.
10-32. **Использование** вычислительной техники при проектировании электрических машин.— В кн.: Электросила. Л., «Энергия», 1965, № 25, с. 39—43 с ил. Авт.: В. В. Домбровский, В. Г. Дубиник, М. С. Тихаревич, В. А. Мозю, Г. В. Рубисов, А. П. Сивков, В. М. Фридман.
10-33. **Домбровский В. В., Пинский Г. Б.** Распределение потерь в гидрогенераторах. Некоторые вопросы оптимального проектирования гидрогенераторов. — В кн.: Исследование электромагнитных полей, параметров и потерь в мощных электрических машинах. Л., «Наука», 1966, с. 26—31 с ил.
10-34. **Домбровский В. В., Малер М. З.** Некоторые вопросы проектирования асинхронных двигателей для частотнорегулируемого привода. — В кн.: Электромагнитные процессы в приводах с частотным управлением. Л., «Наука», 1971. 133 с. с ил.
10-35. **Зайчик В. М.** Применение метода математического программирования при проектировании электрических машин. — «Электричество», 1968, № 6, с. 39—42 с ил.
10-36. **Зайчик В. М.** Использование выпуклого программирования для расчета пазовой геометрии асинхронных двигателей. — «Известия вузов. Электромеханика», 1970, № 6, с. 41—45 с ил.
10-37. **Ланс Дж.** Численные методы для быстродействующих вычислительных машин. Изд-во иностр. лит., М., 1962. 208 с. с ил.
10-38. **Ahamed S. V., Erdelyi E. A.** Nonlinear theory of Satient pole machines. IEE Transactions, v. 85, № 1, Jan. 1966, p. 61—70, with il.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Глава первая. Общие положения 5

1-1. Требования, предъявляемые к проектируемой машине . . . . —
1-2. Основные элементы конструкции 6
1-3. Формулировка задачи проектирования 10

Глава вторая. Основные уравнения 12

2-1. Связи между параметрами, нагрузками и размерами в электрических машинах переменного тока . . . . —
2-2. Электромагнитное подобие и закономерности изменения размеров, параметров и нагрузок в зависимости от мощности, скорости вращения и частоты 20
2-3. Практическое построение рядов главных размеров машин переменного тока 41
2-4. Влияние системы охлаждения на использование и электромагнитные параметры 46

Глава третья. Магнитная цепь 50

3-1. Общие положения . . . . —
3-2. Воздушный зазор 55
3-3. Рассеяние обмоток возбуждения 61
3-4. Магнитное поле в сердечнике статора и ротора 63
3-5. Ток ротора и поле в воздушном зазоре под нагрузкой 72

Глава четвертая. Обмотки статоров 75

4-1. Общие положения . . . . —
4-2. Коэффициент сокращения шага 80
4-3. Коэффициент распределения 86
4-4. Н. с. реакции якоря 97
4-5. Схемы статорных обмоток 112
4-6. Транспозиция элементарных проводников статорной обмотки 119

Глава пятая. Роторные обмотки. 131

5-1. Общие положения . . . . —
5-2. Обмотки возбуждения 132
5-3. Обмотки асинхронных машин 137

Глава шестая. Общая компоновка и принципы разработки конструкции . . . 143

6-1. Основные условия разработки конструкции . . . . —
6-2. Основные конструктивные элементы 151
6-3. Вопросы конструкции, связанные с системой охлаждения 163

Глава седьмая. Турбогенераторы 170

7-1. Общие положения . . . . —
7-2. Основные параметры турбогенераторов 175
7-3. Особенности конструкции 184
7-4. Задание по проектированию 198
7-5. Основные принципы проектирования обмоток с непосредственным охлаждением 200
7-6. Основные размеры 214
7-7. Электрические нагрузки 222

7-8. Магнитные нагрузки 230
7-9. Обмоточные данные ротора 245
7-10. Обмоточные данные статора 272

Глава восьмая. Асинхронные машины 301

8-1. Предварительный выбор размеров при проектировании . . . . —
8-2. Методика электромагнитных и тепловых расчетов 314
8-3. Конструктивное исполнение асинхронных машин 338

Глава девятая. Явнополюсные синхронные машины 350

9-1. Предварительный выбор размеров и параметров . . . . —
9-2. Методика электромагнитных и тепловых расчетов 363
9-3. Конструктивное исполнение явнополюсных синхронных машин 401

Глава десятая. Оптимизация проекта. Проектирование с помощью ЭВМ . . 436

10-1. Общие положения . . . . —
10-2. Математические методы оптимизации 438
10-3. Методы оптимизации, применявшиеся при проектировании серий двигателей А2 и АО2 [10-1, 10-2]. 450
10-4. Проектирование гидрогенераторов с помощью ЭВМ 452
10-5. Проектирование асинхронных машин с частотным управлением на минимум веса 462
10-6. Проектирование асинхронных двигателей на минимум приведенной стоимости 465
Список литературы 499

ВЯЧЕСЛАВ ВЯЧЕСЛАВОВИЧ ДОМБРОВСКИЙ
ГАРРИ МИХАЙЛОВИЧ ХУТОРЕЦКИЙ

ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Редактор Ю. В. Долгополова
Художественный редактор Г. А. Гудков
Технический редактор В. И. Ботикова
Корректор С. В. Иовенко

Сдано в набор 1/III 1974 г. Подписано к печати 22/V 1974 г.
М-22755. Формат 70 × 108/16. Бумага типографская № 3.
Усл. печ. л. 44,1. Уч.-изд. л. 45. Тираж 20000 экз.
Заказ № 879. Цена 2 р. 43 к.
Ленинградское отделение издательства «Энергия». 192041,
Ленинград, Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 6 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
193144 Ленинград, ул. Моисеенко, 10.

Цена 2 р. 43 к.

